DEUTSCHE FUNK TECHNIK

3. JAHRGANG / NR. 3
BERLIN / MÄRZ 1954

RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN

Aus dem Inhalt

Titelbild:
QSL-Karten der Kurzwellenamateure aus den Ländern der Volksdemokratien

Die Rundfunkwellenausbreitung im Januar 1954

Mitteilung aus dem Observatorium Kühlungsborn, Meteorologischer und Hydrologischer Dienst der Deutschen Demokratischen Republik

Lang-, Mittel- und Kurzwellen

Der Monat war, bis auf eine stärkere Störung vom 19. bis 21. 1., im wesentlichen ionosphärisch ungestört. Die Grenzfrequenzen der F_2-Schicht lagen mittags im allgemeinen zwischen 5 und 6 MHz und sanken nachts bis zum Sonnenaufgang auf etwa 2 MHz ab. Die oben erwähnte Ionosphärenstörung wirkte sich in einer Herabsetzung dieser Werte um etwa 1 MHz aus. *Spr.*

Ultrakurzwellen

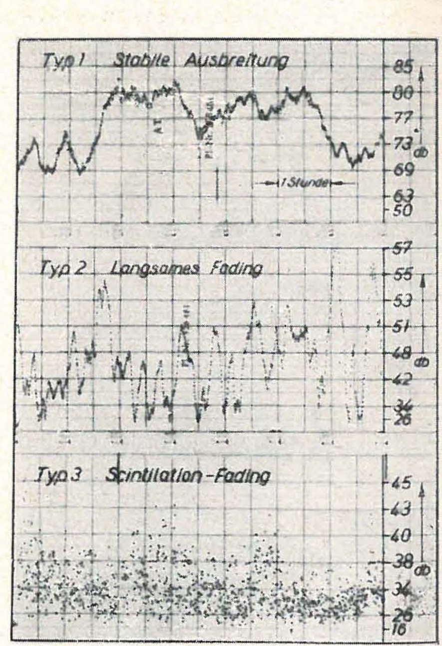
Die im Vormonat bereits eingeleitete Verschlechterung der Ausbreitungsbedingungen auf UKW-Fernstrecken hielt auch im Januar an. Tage mit ausgesprochenen Überreichweitenbedingungen traten nicht auf. Schwächere Hochdrucklagen ließen die Feldstärken am 1./2. und 5./6. Januar besonders im mittel- und westdeutschen Raum etwas stärker ansteigen. Auch die Hochdrucklage, die Ende des Monats ab 23. Januar den „Hochwinter“ mit strengen Frosttagen bedingte, führte lediglich zeitweilig zu leicht übernormalen Feldstärkewerten. Im übrigen Zeitraum wurde bei häufiger Zufuhr von instabiler Meereskaltluft meist unternormale Ausbreitung beobachtet, wobei sich die niedrigsten Feldstärken am 16. und 17. Januar im Einflußbereich einer kräftigen Sturmzyklone einstellten.

Bei der Registrierung der Feldstärkewerte von UKW-Fernsendern treten neben den länger anhaltenden Ausbreitungsanomalien von der Zeitdauer eines Tages, wie sie in diesem Bericht normalerweise angegeben werden, ganz charakteristische kurzperiodische Fadingerscheinungen in der Größenordnung von einer Stunde bis hinab zu wenigen Sekunden auf, deren Erscheinungsbild in engem Zusammenhang mit der Wetterlage steht. Es lassen sich drei Haupttypen definieren, die in der Abbildung wiedergegeben sind und die hier kurz besprochen werden sollen: Typ 1 ist durch sehr hohe Feldstärkewerte charakterisiert, wobei die Ausbreitung weitgehend stabil bleibt. Neben kleineren Schwankungen treten sehr langsame Niveauänderungen in einem Zeitraum von mindestens einer Stunde auf. Dieser nur sehr selten auftretende Ausbreitungstyp ist an ein sehr kräftiges Hochdruckgebiet mit der Ausbildung einer scharfen tiefliegenden freien Inversion oder einer hochreichenden Bodeninversion gebunden (duct-ähnliche Bedingungen).

Beim Typ 2 sind die Feldstärkewerte häufig noch übernormal. Es tritt aber ein ziemlich regelmäßiges Fading mit einer Periode von etwa 10 bis 30 Minuten und einer Amplitude von 15 bis 30 db auf. Sein Auftreten ist ebenfalls weitgehend an Hochdruckgebiete gebunden, wobei die Inversionen im allgemeinen etwas höher liegen. Am Entstehen dieses Typs sind vermutlich partielle Reflexionen an den Unstetigkeitsstellen der unteren Atmosphäre maßgeblich beteiligt.

Typ 3 entspricht dem „scintillation-fading“ der Dezimeterbeobachtungen. Die Feldstärkeänderungen verlaufen sehr rasch mit einer Periode von wenigen Sekunden bis zu einer Minute. Der zur Registrierung benutzte Punktschreiber zeichnet keinen kontinuierlichen Kurvenzug mehr auf. Bei nur niedrigen Feldstärkewerten kann die Amplitude des Fadings bis zu 20 db betragen. Dieser Typ tritt im allgemeinen bei instabilem Aufbau der unteren Atmosphäre, das heißt bei stärkeren Durchmischungsvorgängen und größerer Windunruhe auf. Zu seiner Deutung müssen Streuprozesse an den sogenannten „Turbulenzkörpern“ herangezogen werden, die bei einem derartigen Aufbau der Atmosphäre in rascher Folge entstehen und vergehen.

Ähnliche Prozesse müssen auch zur Erklärung der Tatsache, daß die Feldstärkewerte von UKW-Sendern in über 150 km Entfernung um ein bis zwei Zehnerpotenzen höher liegen, als sich nach der „klassischen“ Refraktionstheorie ergibt, herangezogen werden. *Kl.*



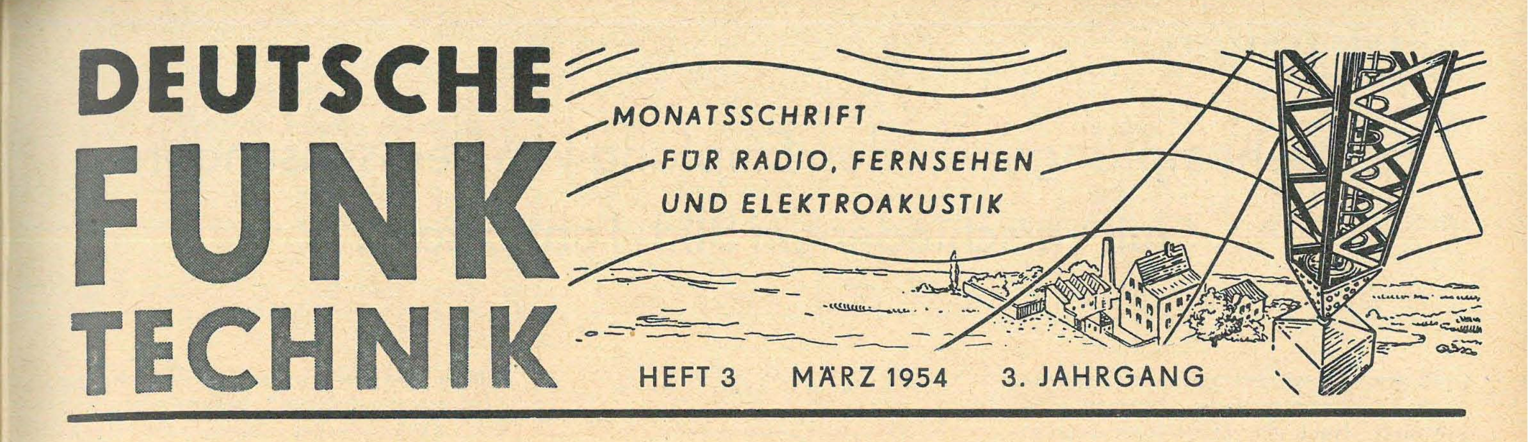
Verschiedene Typen der Fadingerscheinungen bei der Ultrakurzwellenausbreitung.

Verlag „Die Wirtschaft“, Verlagsdirektor Gerhard Kegel

Chefredakteur: Rudolf Nehring, verantwortlicher Fachredakteur: Ing. Karl Kiehle, Berlin-Treptow, Puschkinallee 3, Fernruf: 67 87 41 / 67 71 47. Veröffentlicht unter Lizenznummer 1129 des Amtes für Literatur und Verlagswesen der Deutschen Demokratischen Republik. — **Anzeigenannahme:** Verlag „Die Wirtschaft“, Berlin W 8, Französische Straße 53—55, und alle Filialen der DEWAG-Werbung. Zur Zeit gültige Preisliste Nr. 1. — **Druck:** Tribüne-Verlag, Druckerei III, Leipzig III/18/36. — Auszüge und Übersetzungen nur mit Quellenangabe gestattet.

Die „Deutsche Funk-Technik“ erscheint monatlich, Einzelheft 2,— DM.

Zuschriften an Redaktion „Deutsche Funk-Technik“, Berlin-Treptow, Puschkinallee 3.


DEUTSCHE FUNK TECHNIK
MONATSSCHRIFT FÜR RADIO, FERNSEHEN UND ELEKTROAKUSTIK
HEFT 3 MÄRZ 1954 3. JAHRGANG

Für einen Aufschwung der deutschen Amateurbewegung

Die jüngste der demokratischen Massenorganisationen, die Gesellschaft für Sport und Technik, ist dazu berufen, in der Deutschen Demokratischen Republik auch das Amateurwesen auf dem Gebiete der Funk- und Nachrichtentechnik zu entwickeln. Mit der Zulassung des Amateurfunks durch eine Verordnung unserer Regierung ist es heute in der Deutschen Demokratischen Republik Amateuren möglich, den Funkverkehr mit Amateursendern und -empfängern im Inland wie auch nach dem Ausland aufzunehmen. Hierzu bildet die Gesellschaft für Sport und Technik in den volkseigenen Betrieben und Gütern, in Maschinen- und Traktorenstationen, an Schulen, Hochschulen und anderen Institutionen entsprechende Stützpunkte, in denen neben dem Amateurfunk auch andere Disziplinen des Nachrichtensportes gepflegt werden. Den Amateuren stehen in der volkseigenen Industrie durch den Betriebskollektivvertrag bestimmte finanzielle Mittel zur Verfügung.

Obwohl in der Deutschen Demokratischen Republik für eine breite Entfaltung des Nachrichtensportes die gesetzlichen, gesellschaftlichen und materiellen Voraussetzungen gewährleistet sind, fehlt es unserer Amateurbewegung noch an jenem Schwung, der es gestatten würde, unser Zurückbleiben auf diesem Gebiete rasch aufzuholen.

Bei der Entwicklung des deutschen Amateurfunks und insbesondere einer breiten funktechnischen Amateurtätigkeit können wir die hervorragenden und in ihrer Art beispiellosen Organisationsformen des Radioamateurwesens in der UdSSR nicht unberücksichtigt lassen.

Die Bedeutung, die man in der Sowjetunion der Amateurbewegung beimißt, resultiert aus den Funktionen des Nachrichtenwesens und der Funktechnik im wirtschaftlichen, gesellschaftlichen und kulturellen Leben des Landes.

Mit dem Ziel, den Kommunismus zu verwirklichen, widmen sich die Völker der UdSSR in schöpferischer Arbeit ihrem friedlichen Aufbauwerk. Gleichzeitig verfolgt das Sowjetvolk wachsam die Absichten seiner Feinde und ist ständig bemüht, die Verteidigungsbereitschaft des Sowjetlandes zu erhöhen.

Diese Tatsachen bestimmen die Aufgaben und Ziele der sowjetischen Radioamateurbewegung, die organisatorisch in der Freiwilligen Unionsgesellschaft zur Unterstützung der Armee, Luftwaffe und Flotte — DOSAAF zusammengefaßt ist. Für das politische und organisatorische Leben in der Gesellschaft gelten die Prinzipien des demokratischen Zentralismus.

Den vielseitigen Interessen der Amateure entsprechend, bestehen in der DOSAAF verschiedene Sektionen, wie zum Beispiel für Fernsehen, UKW-Empfang, Funken, Konstruktion und Entwicklung von Empfängern und Sendern, Meß- und Prüfgeräten, für wissenschaftliche Versuche über UKW, industrielle Hochfrequenztechnik und Elektronik usw.

In Moskau unterhält die Gesellschaft den großen Zentralen Radioklub der UdSSR sowie einen Klub für die Moskauer Amateure. Ferner bestehen in den Hauptstädten der Unionsrepubliken, in Großstädten, Gebiets- und Kreisstädten zahlreiche, gut ausgerüstete Radioklubs, die Zehntausende von Amateurzirkeln betreuen. Als gesellschaftliche und fachliche Zentren leiten diese Klubs die Amateure an, erweisen ihnen Hilfe und Unterstützung. Dabei kommt die von den Radioklubs geleistete Arbeit nicht nur Zirkelgemeinschaften zugute, sie erstreckt sich ebenso auf die individuell schaffenden Radioamateure.

Die Radioklubs verfügen über ausreichendes Lehr- und Anschauungsmaterial, sie besitzen für die praktische Tätigkeit der Amateure vorbildlich ausgestattete Werkstätten. Besonders sorgfältig sind in den Klubs die Bibliotheken zusammengestellt. Auch kann in den Klubs der Unterricht durch populärwissenschaftliche Filme und durch Lehrfilme ergänzt werden. Größten Wert legen die Klubleitungen auf Konsultationskabinette, in denen erfahrene Funktechniker regelmäßig den Amateuren unverstandene Probleme erläutern. Kennzeichnend für das sowjetische Radioamateurwesen ist die Tatsache einer engen, fruchtbaren Verbindung mit den funktechnischen Industriebetrieben, Fachschulen und höheren Lehranstalten, Instituten usw. Diese enge Verbindung und Zusammenarbeit zeigt sich besonders bei den Vorbereitungen zu den alljährlichen Unionsausstellungen über die Tätigkeit der Radioamateure der UdSSR.

Im Dezember vergangenen Jahres veröffentlichte die Zeitschrift „RADIO", das Organ der Radioamateure in der DOSAAF, die ersten Angaben über die XII. Unionsausstellung, die im August dieses Jahres in Moskau eröffnet wird. Jeder Unionsausstellung gehen in der Regel Ausstellungen in den Unionsrepubliken, Gebieten, Bezirken und Kreisen voraus. Organisation und Leitung dieser Ausstellungen liegen in den Händen besonderer Komitees, die in den Radioklubs gewählt werden.

Dem Organisationskomitee der letzten Unionsausstellung, die unter der Schirmherrschaft des Ministeriums für das Nachrichtenwesen und des Ministeriums der Nachrichtenmittelindustrie der UdSSR stand, wurden aus der gesamten Union über 12000 Amateurarbeiten benannt, von denen 1300 Arbeiten zur engeren Auswahl kamen. Darunter befanden sich 320 Empfänger und Tonaufnahmegeräte, 260 für die industrielle und landwirtschaftliche Produktion sowie für medizinische Anwendung bestimmte funktechnische Geräte, weiterhin 70 Fernsehempfänger, ferner Lehr- und Anschauungsmaterialien, Fernseh- und UKW-Antennen usw. Das Organisationskomitee beauftragte den Verlag der DOSAAF zehn Broschüren mit der Beschreibung der besten und ausgezeichneten Amateurarbeiten herauszubringen.

Den sowjetischen Radioamateuren steht ein eigenes Organ, die bereits erwähnte Zeitschrift „RADIO" zur Verfügung, die gemeinsam von der Gesellschaft DOSAAF und dem Ministerium für Nachrichtenwesen der UdSSR herausgegeben wird.

Ohne Zweifel ebnete diese Zeitschrift den sowjetischen Amateuren auf dem Gebiete der Nachrichten- und Funktechnik den Weg zu den bisher erreichten Erfolgen. Insbesondere gilt es, das Verdienst der Zeitschrift, das ihr für die Veröffentlichung von besten Fachbeiträgen und Bauanleitungen zukommt, anzuerkennen. Eine außerordentliche Aktivität entfaltete die Redaktion der Zeitschrift bei der Kritik an hemmenden Unzulänglichkeiten, Fehlern und Mängeln.

Das von der Regierung der UdSSR und der KPdSU geförderte sowjetische Radioamateurwesen erzielte als Vorschule von Fachkräften für die Industrie, den Rundfunk und für das Nachrichtenwesen große Erfolge, es beeinflußt in der weiteren Perspektive fruchtbringend die Entwicklung der sowjetischen Funktechnik. Den in der Sowjetunion auf diesem Gebiet gesammelten Erfahrungsschatz folgerichtig auszuwerten und praktisch anzuwenden, heißt bei der Entfaltung des Radioamateurwesens in der DDR die im Anfang vorhandenen Fehler und Kinderkrankheiten zu vermeiden.

Kurt Langosch

Ing. ERNST SCHREIBER

Fernsehempfänger für den Empfang von Fernsehsendern mit verschiedenem Bild-Tonabstand

In Europa werden Fernsehsendungen nach zwei verschiedenen Normen ausgestrahlt. Nach der OIR-Norm beträgt der Abstand von Bild- und Tonsender 6,5 MHz, während die CCIR-Norm einen Abstand von 5,5 MHz vorschreibt. Beide Normen haben ihre Vor- und Nachteile. Ein Fernsehbild von 625 Zeilen und 25 Vollbildern je Sekunde hat als höchste Bildauflösung eine Videofrequenz von 6,25 MHz. Durch Dunkeltastung der Zeilen- und Bildrückläufe geht allerdings ein nicht unbeträchtlicher Teil der Bildgröße verloren. Man begnügt sich daher bei der CCIR-Norm mit einer höchsten Videofrequenz von 5 MHz und einem Bild-Tonabstand von 5,5 MHz. Die Breite des gesamten Fernsehkanals von Ton und Bild ist daher auf 7 MHz festgelegt worden. Durch diesen Kompromiß wird die theoretisch mögliche Bildauflösung von 6,25 MHz nicht erreicht. Obwohl ein Teil des Bildes durch Bild- und Zeilenaustastung verloren geht, sind im Bildinhalt selbst alle Frequenzen bis 6,25 MHz enthalten, sofern diese Frequenzen vom Bildsender ausgestrahlt werden. Eine Bildsendung nach der CCIR-Norm entspricht daher nicht einer möglichen Bildauflösung von 625 Zeilen.

Anders sind die Verhältnisse bei der OIR-Norm. Auf Grund des vergrößerten Bild-Tonabstandes von 6,5 MHz ist die Möglichkeit gegeben, eine Bildauflösung von 6 MHz tatsächlich zu erreichen. Allerdings muß hierbei eine größere Kanalbreite von 8 MHz in Kauf genommen werden, was selbstverständlich den Verstärkungsfaktor der Eingangsstufen vermindert. Durch die jetzt zur Verfügung stehende Spezialröhre für Cascodeneingang (PCC 84) mit ihrer hohen Verstärkung und dem günstigen Signal-Rauschabstand wird dieser Nachteil bei weitem wieder ausgeglichen.

Auf Grund der Tatsache, daß in Europa nach zwei verschiedenen Normen gesendet wird, ist es nicht ohne weiteres möglich, mit einem Fernsehempfänger wahlweise und einwandfrei die nach beiden Normen ausgestrahlten Sendungen zu empfangen.

Erst durch ein neues Verfahren, das nur bei einem Fernsehempfänger angewendet werden kann, der nach dem Zwischenträgerverfahren arbeitet, besteht die Möglichkeit, Fernsehsendungen nach beiden Normen einwandfrei und ohne besondere Umschaltungen zu empfangen.

Fernsehempfänger mit gemeinsamer Verstärkung des Bild- und Tonträgers in einem mehrstufigen Zwischenfrequenzverstärker arbeiten nach dem sogenannten Zwischenträger- bzw. Differenzträgerverfahren, das auch unter der Bezeichnung „Intercarrier-System" bekannt ist. Auf den ZF-Verstärker folgen ein Hochfrequenzgleichrichter und eine Bildverstärkerröhre. Am Ausgang des HF-Gleichrichters sind alle Bildfrequenzen und ein frequenzmoduliertes HF-Signal vorhanden, dessen Grundfrequenz gleich der Differenz zwischen Bild- und Tonträger ist. Dieser frequenzmodulierte Differenzträger wird am Ausgang des Bildverstärkers vom Bildsignal abgetrennt, einstufig verstärkt und dann demoduliert. Danach folgen die üblichen Stufen bis zum Lautsprecher.

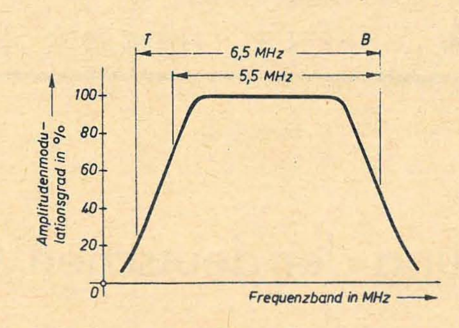


Bild 1: Normale Durchlaßkurve eines Bild-ZF-Verstärkers ohne Anwendung des Differenzträgerverfahrens

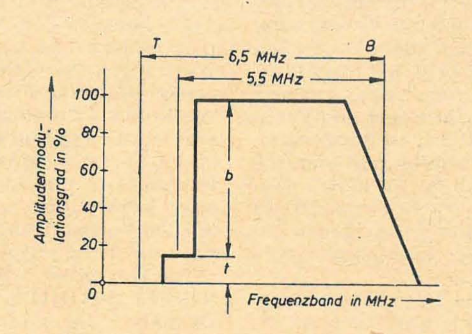


Bild 2: Anzustrebende ideale Durchlaßkurve des beim Differenzträgerverfahren angewendeten Verstärkers für Bild- und Ton-ZF

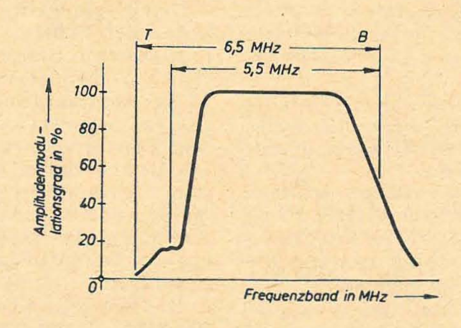


Bild 3: Diese Durchlaßkurve wurde bisher bei der Anwendung des Differenzträgerverfahrens erreicht

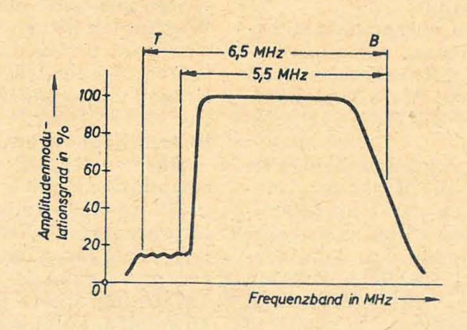


Bild 4: Erzielte Durchlaßkurve bei der Anwendung des neuen Verfahrens

Ein nach diesem Schema aufgebauter Fernsehempfänger hat den Vorzug, daß er bei einer unvermeidlichen Unstabilität des Oszillators keines dauernden Nachstellens bedarf, weil die auf den Demodulator einwirkende Zwischenträgerfrequenz unabhängig von der Frequenz des Oszillators ist und nur von der Differenz zwischen Bild- und Tonträger abhängt. Außerdem können durch die doppelte Ausnutzung des gemeinsamen ZF-Verstärkers Röhren eingespart werden; denn für die Verstärkung des Differenzträgers reicht eine einzige Röhre aus. Bedingung ist jedoch, daß eine Amplitudenmodulation des Tonträgers durch den Bildträger vermieden wird.

Das bereits erwähnte neue Verfahren gestattet, mit dem gleichen Fernsehempfänger wahlweise und ohne besondere Umschaltungen Sender mit unterschiedlichem Abstand des Bild- und Tonträgers, zum Beispiel 5,5 und 6,5 MHz, zu empfangen. Dies wird dadurch erreicht, daß die Durchlaßkurve des ZF-Verstärkers im Tonträgerbereich über eine hinreichend große Frequenzbandbreite waagerecht verläuft. Es ist zwar schon bekannt, der Durchlaßkurve des ZF-Verstärkers im Tonträgerbereich einen waagerechten Verlauf zu erteilen, jedoch nur zum Zwecke einer verzerrungsfreien Tonwiedergabe. In diesem bekannten Fall braucht die Durchlaßkurve nur in einer verhältnismäßig geringen Ausdehnung, nämlich nur soweit waagerecht zu verlaufen, daß bei einer betriebswidrigen Frequenzwanderung des Empfängeroszillators das Amplitudenverhältnis von Ton zu Bild erhalten bleibt. Für das neue Verfahren reicht dieser waagerechte Verlauf quantitativ nicht aus. Diese Zusammenhänge wollen wir an den in den Bildern 1 bis 4 dargestellten Durchlaßkurven des ZF-Verstärkers betrachten.

Bekanntlich wird bei einem Mischvorgang zweier Frequenzen die Amplitude der entstehenden Mischfrequenz bei ausreichender Oszillatoramplitude durch die Eingangsamplitude bestimmt. Dies be-

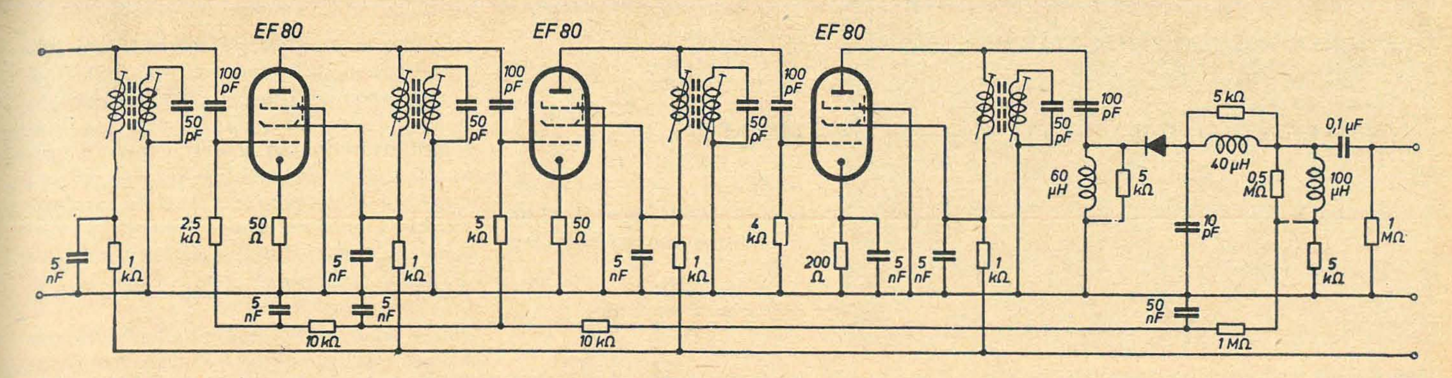


Bild 5: ZF-Verstärker für die gemeinsame Verstärkung des Bild- und Tonträgers

dingt beim Erzeugen des Differenzträgers, daß dessen Amplitude klein gegenüber der Amplitude des Bildträgers sein muß. Bei Erfüllung dieser Bedingung wird die Differenzträgeramplitude durch die augenblickliche Höhe des Bildsignals kaum beeinflußt. Dieses gewünschte Amplitudenverhältnis wird durch die Übertragungs- oder Durchlaßkurve des gemeinsamen ZF-Verstärkers bestimmt.

Wie Bild 1 erkennen läßt, hat die Kurve im Tonträgerbereich T und im Bildträgerbereich B einen verhältnismäßig flachen An- bzw. Abstieg. Im vorgeschriebenen Fernsehkanal liegen beide Bereiche nach der CCIR-Norm 5,5 MHz und nach der OIR-Norm 6,5 MHz auseinander. Entsprechend Bild 2 schreibt die idealisierte Kurve beim Zwischenträger-Tonverfahren einen lotrechten Anstieg der dem Tonträger benachbarten Flanke der Bild-ZF-Kurve vor, der in einen Tonkurvenanteil t und einen Bildkurvenanteil b zerfällt. Der Anteil t kann 10% bis 15% der 100prozentigen Amplitudenmodulation des Bildträgers betragen, so daß das Amplitudenverhältnis t : b aus den vorstehend genannten Gründen hinreichend klein ist. Kennzeichnend für den Kurvenanstieg des Tonträgers T der idealisierten Durchlaßkurve ist ferner ein stufenförmiger Absatz, also eine völlig waagerechte Kurvenstrecke, innerhalb welcher der 10- bis 15prozentige Tonkurvenanteil über einen bestimmten Teil des Frequenzbandes aufrechterhalten bleibt. Hierdurch wird gleichzeitig eine Steilheitsgleichrichtung an der ZF-Kurve vermieden.

Bild 3 zeigt, wie beim Differenzträgerverfahren die Idealkurve nach Bild 2 bisher verwirklicht wurde. Bei einem Ton-Bildabstand von 5,5 MHz verwendete man einen mehrstufigen ZF-Verstärker mit mindestens zwei frequenzmäßig gestaffelten Sperrkreisen in den Verstärkerstufen. Von diesem Mittel wurde bisher nur mit der Maßgabe Gebrauch gemacht, daß der waagerechte Verlauf der Durchlaßkurve so groß ist, wie es der Bandbreite des Tonträgers mit seinen Seitenbändern und der zu erwartenden, nur schwierig zu beseitigenden Frequenzwanderung des Oszillators entspricht.

Demgegenüber wird nach dem neuen Verfahren (Durchlaßkurve Bild 4) die gleiche Schaltung für eine frequenzmäßige Staffelung der Sperrkreise angewendet, die einen hinreichend waagerechten Verlauf der Durchlaßkurve des ZF-Verstärkers im Tonträgerbereich in einer solchen Frequenzbandbreite zuläßt, daß der wahlweise Empfang von Fernsehsendern mit einem unterschiedlichen Abstand des Ton- und Bildträgers, zum Beispiel 5,5 und 6,5 MHz möglich ist. Die Frequenzen der einzelnen Sperrkreise weichen im Durchschnitt etwa 0,3 MHz voneinander ab. Durch Verändern der Ankopplung ist die Sperrtiefe leicht auf die geforderten 10 bis 15% einzustellen. Die Flankensteilheit ist erheblich. Die Welligkeit des 10- bis 15prozentigen Tonkurvenanteils beträgt weniger als 5%.

Für das richtige Arbeiten der Schaltung muß die Zahl der gestaffelten Sperrkreise entsprechend gewählt werden. Hierzu sind beispielsweise vier solcher Sperrkreise erforderlich. Der gleiche Empfänger kann also in Gebieten benutzt werden, in denen eine andere Norm für die Durchlaßkurve besteht als am Herstellungsort. Beispielsweise ist in bezug auf die CCIR-Norm 5,5 MHz und die OIR-Norm 6,5 MHz ein Austausch der vorwiegend nur für das eine geografische Gebiet bestimmten Fernsehempfänger möglich. Befinden sich Sender beider Normen im gleichen örtlichen Empfangsbereich, so können ohne weiteres beide Sender wahlweise empfangen werden.

Das im Bild 5 als Ausführungsbeispiel dargestellte Schaltschema zeigt einen ZF-Verstärker für die gemeinsame Verstärkung des Bild- und Tonträgers nach dem neuen Verfahren, Die Einzelkreise sind durch Spulen und die sich aus den Röhrenkapazitäten und den Schaltkapazitäten der Kopplungselemente zusammensetzenden Kreiskapazitäten gebildet, die in der Zeichnung nicht als Schaltsymbole zum Ausdruck kommen.

Bei dem dargestellten Schaltschema sind vier frequenzmäßig gestaffelte Sperrkreise an die Abstimmittel des Bildverstärkers angekoppelt. Die Kopplung kann veränderbar gestaltet sein, so daß die Sperrtiefe regelbar ist und der prozentuale Tonanteil nach Belieben eingestellt werden kann. Bild 6 zeigt ein Oszillogramm der ZF-Durchlaßkurve.

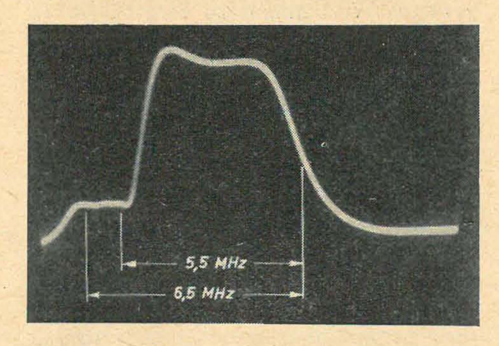


Bild 6: Oszillogramm der ZF-Durchlaßkurve bei Anwendung des neuen Verfahrens

Am Bildgleichrichter entsteht nun je nach der Norm der zu empfangenden Sendung ein Zwischenträger von zum Beispiel 5,5 bzw. 6,5 MHz. Dieser Zwischenträger wird in bekannter Weise von der Videostufe abgenommen und dem Ton-ZF-Kanal zugeführt. Damit beide Zwischenträgerfrequenzen einwandfrei verstärkt und demoduliert werden, beträgt die Bandbreite des genannten Ton-ZF-Kanals 1,5 MHz.

Das Verfahren ist nicht auf die Anwendung in einem bestimmten Bandbereich beschränkt. Die Schaltung kann jedem anderen vorgeschriebenen Bild-Tonabstand angepaßt werden.

Konferenzschaltung

Über eine neuartige Konferenzschaltung, die bei Tagungen mit Angehörigen verschiedener Sprachgebiete angewendet wird, berichtet die amerikanische Fachzeitschrift Wireless World im Februarheft 1953. Um das Tagungsgebäude sind Drähte gespannt, die gewissermaßen die Primärwicklung eines HF-Transformators darstellen. Es sind soviele derartige Wicklungen notwendig, wie verschiedene Sprachen gesprochen werden. Als Übertragungsfrequenz werden etwa 400 kHz verwendet, die von kleinen 4-W-Sendern erzeugt und mit den betreffenden Reden moduliert werden. Man erreicht auf diese Weise einen ausreichenden Empfang innerhalb des Gebäudes, während außerhalb schon in einer Entfernung von 3 m keine Empfangsmöglichkeit mehr besteht. Der Empfänger hat nur geringe Abmessungen und kann mit einem Clip an der Brusttasche des Anzuges befestigt werden. Die Aufnahme der Trägerfrequenz erfolgt durch induktive, magnetische Kopplung von den ausgespannten Drähten auf die im Empfänger untergebrachte Spule auf den Ferroxcube-Kern. Die Lautstärke kann durch Neigen des normalerweise senkrecht hängenden Empfängergehäuses geregelt werden. Zur Demodulation dient ein Germaniumdetektor. *-tae-*

cand. phys. HANS JOACHIM FISCHER

Dielektrische Antennen

Allgemeine Grundlagen

Die Entwicklung in der drahtlosen Nachrichtentechnik führte im Verlaufe der geschichtlichen Entwicklung von den Kurzwellen (H. Hertz) über die Langwellen und Mittelwellen wieder zurück zu den Meter- und Zentimeterwellen. In der modernen Technik der Vielkanal-Richtfunkverbindungen, die beim wirtschaftlichen Aufbau in der Deutschen Demokratischen Republik von großer Bedeutung ist, werden viele neue Schaltelemente benötigt, deren Konstruktion die Kenntnis der vorhandenen Erfahrungen voraussetzt. Im folgenden Beitrag sollen grundlegende Fragen über dielektrische Antennen behandelt werden.

Als wichtigstes Element einer Richtfunkverbindung kann man die Richtantenne ansehen, die folgende Eigenschaften haben muß: Sie muß möglichst gut bündeln, das heißt die vorhandene Strahlungsenergie nur in eine bestimmte Raumrichtung abstrahlen. Sie muß diese Bündelung bei einer Änderung der Sendefrequenz möglichst in gleicher Größe aufrechterhalten, sie muß also breitbandig sein. Weiterhin muß sie einigen konstruktiven Forderungen genügen und im Aufbau materialsparend sein. Die jüngste Vergangenheit hat Wege zur Lösung dieser Probleme gezeigt.

Die Hornantenne ist in der Dezimeterwellentechnik schon länger bekannt. Hier wird eine Dipolwelle in einem metallischen Hohlkörper erzeugt. Der metallische Hohlraum führt die fortschreitende Welle und paßt durch Querschnittsvergrößerung den Strahlerwellenwiderstand an den Wellenwiderstand des Raumes an. Am Ende des Hornstrahlers wird die Energie wie von einer ebenen Scheibe abgestrahlt. Die Strahlung kann die Wand des metallischen Hohlraumes nicht durchdringen, alle Feldlinien bleiben im Innern.

Ersetzt man das metallische Rohr durch ein dielektrisches, dann kann die entstehende Welle dieses Dielektrikum durchdringen. Es ergeben sich also andere Abstrahlungsverhältnisse.

Man nennt ein solches dielektrisches Rohr einen „Mantelstrahler". Füllt man nun noch den Innenraum mit einem Dielektrikum aus, so entsteht der sogenannte „Stielstrahler". Diese beiden Formen der dielektrischen Antenne sollen nun besprochen werden.

Bei der Erregung einer elektromagnetischen Welle in einem Stiel oder Rohr tritt neben der Führung der Welle im Innern des Körpers noch eine Abstrahlung von Energie in den Außenraum auf. Die Bilder 1 und 2 zeigen die Strahler im Prinzip. Man erzeugt eine sogenannte H_0-Welle (in der Theorie ist dieser Fall wesentlich komplizierter, aber man kann hier diese Vereinfachungen machen), indem man beim Stielstrahler den Innenleiter der koaxialen Speiseleitung ein Stück in den Stiel hineinragen läßt; beim Mantelstrahler ordnet man den Erregerdipol im Inneren der Antenne senkrecht zur Achse an.

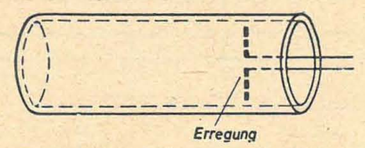


Bild 1: Prinzipieller Aufbau des Mantelstrahlers

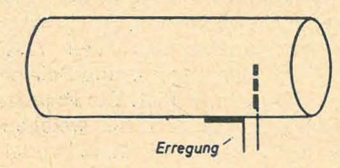


Bild 2: Prinzipieller Aufbau des Stielstrahlers

Die im Innern der dielektrischen Antenne fortschreitenden Wellen erzeugen im Außenraum eine einseitig gerichtete Strahlung. Man kann beim Stielstrahler eine Parallele zur Optik ziehen, bei der Lichtwellen durch ein Glasrohr fortgeleitet werden können. Auch hier treten eine Führung des Lichts und eine Abstrahlung auf. Ein sehr naher Vergleich ist mit der Lummer-Gehrke-Platte möglich. Hier wird eine planparallele Glasplatte zur Erzeugung von Interferenzen hohen Gangunterschiedes benutzt. Der in die Platte eingespiegelte Lichtstrahl trifft die ebenen Begrenzungsflächen unter einem dem Grenzwinkel nahen Winkel. Daher treten aus diesen Flächen parallele Lichtstrahlen fast streifend aus. Diese Lichtstrahlen interferieren dann miteinander. Ähnlich liegen die Verhältnisse beim Stielstrahler.

Das Entstehen der gerichteten Strahlung bei der dielektrischen Antenne stellt man sich so vor, daß die vom Dipol im Inneren erzeugte Strahlung an der Grenzfläche Luft-Dielektrikum eine Brechung und eine Reflexion erfährt. Im Außenraum überlagern sich die Strahlungskomponenten mit einer ihren Abständen vom Dipol entsprechenden Phasenverschiebung. Der im Innern weiterlaufende Teil wird durch die austretenden Teile in seiner Amplitude verringert, die später austretenden Komponenten nehmen in ihrer Intensität ab. Es ist deshalb nicht erforderlich, die Länge des Strahlers über einen gewissen Wert hinaus zu vergrößern. Je nach Wahl der Anregungsbedingungen, der Dielektrizitätskonstanten und der Formgebung des Strahlers erhält man eine bestimmte Charakteristik. Durch diese Charakteristik stellt man die Abhängigkeit der Strahlungsenergie vom Raumwinkel dar. Es ist dies die Funktion $E = f(\varphi)$.

Berechnung der Strahlungscharakteristik

An dieser Stelle soll nur der Gang der Berechnung gezeigt werden, da die Ausführung derselben hier zu weit führen würde. Man geht von Strahlerpunkten an der Oberfläche des Stieles aus, die voneinander einen stets gleichen kleinen Abstand haben. Auf Grund dieses Abstandes vom erregenden Dipol sind sie nicht gleichphasig. Jeder dieser Punkte hat eine Phasendifferenz in bezug auf den vorhergehenden. Man betrachtet die von diesen Punkten in einem weit entfernten Aufpunkte hervorgerufene Feldstärke und erhält als Resultat einen Ausdruck der Form $y = \frac{1}{x} \sin x$. Bei dieser Rechnung wurde aber nicht die endliche Dicke des Stieles berücksichtigt. Durch Annahme zweier solcher Strahler in endlichem Abstande und gleichphasiger Erregung erhält man als Resultat die Strahlungsfunktion:

$$\frac{\mathfrak{E}}{\mathfrak{E}_{max}} = \frac{\sin \frac{\pi L}{\lambda_0}\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_\varepsilon} - \cos \varphi\right)}{\frac{\pi L}{\lambda_0}\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_\varepsilon} - \cos \varphi\right)} \cdot \frac{\frac{\pi L}{\lambda_0}\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_\varepsilon} - 1\right)}{\sin \frac{\pi L}{\lambda_0}\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_\varepsilon} - 1\right)} \cos(\pi \gamma \sin \varphi), \quad (1)$$

$$\gamma = \frac{0,6}{\sqrt{\varepsilon - 1}} \text{ [Stiel]},$$

$$\gamma = 1 \text{ [Rohr]}.$$

Durch die Vereinigung mehrerer Strahler zu einer Gruppe kann die Charakteristik weiter verbessert werden. Wie wählt man nun zweckmäßigerweise die Abmessungen für eine geringe Halbwertsbreite des Richtdiagramms?

Dimensionierung des Strahlers

Das Wellenlängenverhältnis der Luftwellenlänge zur Wellenlänge im Dielektrikum $\frac{\lambda_0}{\lambda_\varepsilon}$ soll sich nicht viel von 1 unterscheiden, damit die Nebenzipfel der Strahlung klein bleiben und die Feldstärke in der Hauptstrahlungsrichtung nicht zu klein wird. $\frac{\lambda_0}{\lambda_\varepsilon}$ hängt von dem Verhältnis $\frac{d}{\lambda_0}$ ab. Bei einem Durchmesser von $d \leqq 0,29\, \lambda_0$ ist $\lambda_0 = \lambda_\varepsilon$. Die von Zinke und Mallach durchgeführten planmäßigen Untersuchungen ergaben folgende Werte:

Die beste Bündelung ist mit einer Stielstrahlerfläche von

$$F = \frac{1}{4} \cdot \frac{\lambda_0^2}{(\varepsilon - 1)} \text{ bis } F = \frac{1}{8} \cdot \frac{\lambda_0^2}{(\varepsilon - 1)} \quad (2)$$

erreichbar. Daraus ergeben sich Durchmesser d und Kantenlänge b des Strahlers zu

$$d = \frac{\lambda_0}{1,7\sqrt{\varepsilon - 1}} \quad \text{(kreisförmiger Querschnitt)}, \quad (3)$$

$$b = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\varepsilon - 1}} \quad \text{(quadratischer Querschnitt)}. \quad (4)$$

Der Querschnitt bestimmt also die Halbwertsbreite, die aber außerdem von d und $\frac{l}{\lambda_0}$ abhängt. Für d und l existieren Bestwerte. Wählt man beide zu groß, dann wachsen die Nebenmaxima stark an. Bei einem zylindrischen Stielstrahler ergibt sich als weiterer Nachteil noch ein Wellenwiderstandssprung am Strahlerende, woraus eine störende Reflexion der austretenden Welle resultiert. Man kann

den Wellenwiderstand der Antenne an den des Raumes anpassen, indem man den Strahler zweckmäßigerweise auf einen Querschnitt von

$$F_j = \frac{1}{10} \cdot \frac{\lambda_0^2}{(\varepsilon - 1)} \qquad (5)$$

verjüngt. Die rückwärtige Störstrahlung wird durch eine Metallkappe vermieden (Bild 3).

Bei Mantelstrahlern liegen ähnliche Verhältnisse vor. Hier verbessert sich die Bündelung mit wachsender Länge und wachsendem Durchmesser. $d > 1{,}2\,\lambda_0$ bringt keine Verbesserung mehr. Die Wandstärke des Strahlers hängt stark von ε ab. Kleines ε verlangt dickere Wände, dickere Wände spalten aber das Diagramm auf.

Als Beispiel für ein derartiges Diagramm soll nun die Strahlungscharakteristik eines kurzen Stielstrahlers in der Horizontalen betrachtet werden. Die Luftwellenlänge (die der Arbeitsfrequenz des Strahlers proportional ist) beträgt 12 cm. Der Strahler besitzt eine Länge von 220 mm, daraus ergibt sich ein $\frac{l}{\lambda_0} = 1{,}8$. Im Bild 5 ist die relative Strahlungsleistung als Funktion des Winkels dargestellt. Man erkennt die Bündelungsschärfe und die Größe der Nebenzipfel. Für die hier vorliegende Bemessung ist $\frac{\mathfrak{E}_n}{\mathfrak{E}_{max}} = 20\%$. Wenn man $\frac{l}{\lambda_0}$ größer wählt, wird zwar die Bündelung größer, aber die Nebenzipfel erreichen auch große Werte. Die Daten der Abmessungen sind alle im Bild 5 eingetragen.

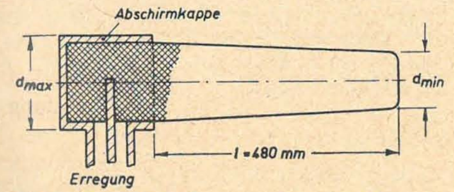
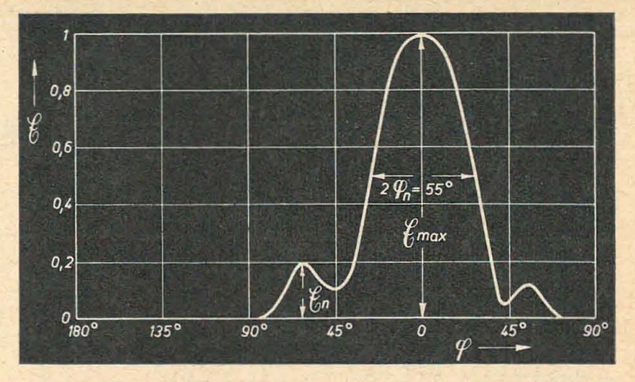


Bild 3: Die Metallkappe verhindert eine rückwärtige Störstrahlung
Mat.: Trolitul $\varepsilon = 2{,}5$
$\lambda_0 = 12{,}2$ cm $\quad \frac{l}{\lambda_0} = 3{,}9 =$ konst.
$d_{max} = 57$ mm $\quad d_{min} = 32$ mm

Sowohl Mantel- als auch Stielstrahler haben Breitbandcharakter. Sie sind in einem Frequenzintervall von 1 : 2 brauchbar. Als Material verwendet man wegen der leichten Verformbarkeit meist Trolitul mit einer Dielektrizitätskonstanten von etwa 3,2. Bei größeren Wellenlängen muß man aber zur Volumen- und Gewichtsverringerung Stoffe mit einer größeren Dielektrizitätskonstanten verwenden, zum Beispiel Keramik oder Glas. Der Verlustwinkel des Materials beeinflußt den Strahlerwirkungsgrad. Will man einen nahezu 100prozentigen Wirkungsgrad erreichen, so muß der Verlustwinkel beim Stielstrahler $\operatorname{tg} \delta \leq 5 \cdot 10^{-3}$ und beim Mantelstrahler $\operatorname{tg} \delta \leq 10^{-2}$ sein.

Zum Abschluß soll noch ein praktisch ausgeführtes Beispiel besprochen werden. Für eine mittlere Wellenlänge von 9 cm soll ein Richtantennensystem mit dielektrischen Strahlern aufgebaut werden, das eine Horizontalkeule von annähernd 10° Öffnungswinkel und eine Vertikalkeule von etwa 40° Öffnungswinkel besitzt. Die vertikale Bündelung ist mit einem Stielstrahler erreichbar, während die größere horizontale Bündelung eine Strahlergruppe erfordert. Man erregt diese Gruppe gleichphasig und wählt für den Abstand der Stiele $\frac{3}{2}\lambda$. Da man wegen einer einfacheren Leitungsführung von verschiedenen Seiten einspeist, muß man eine $\frac{\lambda}{2}$-Umwegleitung zur Erzielung von Gleichphasigkeit vorsehen. Zusätzlich zu dieser Forderung muß noch eine Wellenwiderstandsanpassung an das vorhandene Speisekabel durchgeführt werden. Die endgültige Ausführung der aus vier Einzelstrahlern gebildeten Strahlergruppe zeigt Bild 4. Die Dimensionierung jedes Einzelstrahlers erfolgt nach den Gleichungen (1) bis (5). Es wurde eine Länge von $3{,}9\,\lambda_0$ gewählt, das entspricht 351 mm. Der Durchmesser wurde von 30 mm auf etwa 23 mm verjüngt. Als Material diente Trolitul. Der Fußpunktwiderstand eines Stielstrahlers beträgt etwa 140 Ω und ist in seiner Größe durch die Wahl der Eintauchtiefe des erregenden Innenleiters des koaxialen Speisekabels regelbar. Wie man aus diesem Beispiel ersieht, bleiben die Abmessungen und der Materialverbrauch klein.



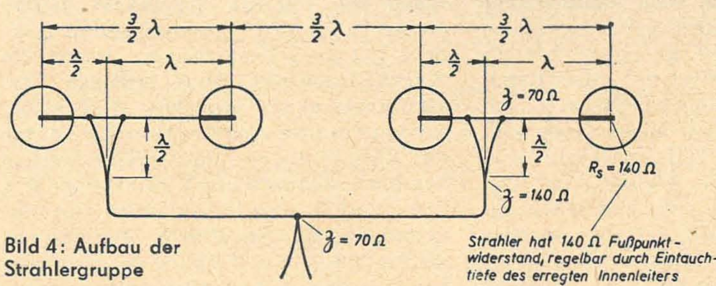


Bild 4: Aufbau der Strahlergruppe

Bild 5: Horizontales Strahlungsdiagramm eines kurzen Stielstrahlers

Strahlerdaten:
$l = 220$ mm $\quad \varepsilon = 2{,}5$
$d = 57$ mm $\quad \lambda_0 = 12$ cm
$\frac{l}{\lambda_0} = 1{,}8 \quad F = 25\,\text{cm}^2$
$\frac{\mathfrak{E}_n}{\mathfrak{E}_{max}} = 20\,\%$

In der Zentimetertechnik werden dielektrische Stäbe als Wellenleiter verwendet. Nach Untersuchungen von Chandler kann ein dünner dielektrischer „Draht" wesentlich günstiger als ein metallisches Hohlrohr sein. Koppelt man den dielektrischen Leiter an die zylindrische Fortsetzung eines rechteckigen metallischen Hohlleiters an, so wird der dielektrische Leiter senkrecht zu seiner Achse fortschreitend sinusförmig polarisiert, man spricht von einer „Dipolwelle" im Dielektrikum. Es gibt interessanterweise im Stab keine Grenzwellenlänge. Solange der Stab völlig gerade ist, tritt keine Abstrahlung auf. Man kann aber auch gekrümmte dielektrische Drähte bauen, wenn man einen Reflektor so anordnet, daß die abgestrahlte Energie wieder auf den Draht zurückgespiegelt wird. Bei einem Durchmesser von 0,19 wurde eine Dämpfung von 0,004 db/m gemessen. Dieser Wert liegt um den Faktor 100 unter der Dämpfung eines metallischen Hohlleiters (Wellenlänge etwa 1,2 cm).

Bei Verwendung dieser Bauelemente der Zentimetertechnik ist es möglich, Metalle einzusparen, und eine zweckentsprechende Konstruktion sichert auch ohne Einsatz von Metall optimale Wirkungen. Die weitere Entwicklung dielektrischer Leiter ist eine wichtige Aufgabe im Rahmen unseres Fünfjahrplanes.

Literatur

Hondros und Debye: Annalen der Physik, 1910, Seite 37

O. Schriever: „Elektromagnetische Wellen auf dielektrischen Drähten", Annalen der Physik IV, 63, 1920

J. Saphores: „Allgemeine Eigenschaften dielektrischer Leiter", ENT, 1938

K. E. Slevogt: „Über die Fortpflanzung ultrakurzer Wellen längs eines dielektrischen Leiters", HFT, 59, Heft 1

P. Mallach: „Dielektrische Richtstrahler", FTZ, 1949, 33

P. Mallach: Dielektrische Antennen", FTZ, 1950, Seiten 325 — 328

G. Megla: „Dezimeter-Antennen", Nachrichtentechnik, Dez. 1951, Heft 3

Referat: „Der dielektrische Stab als Wellenleiter", Funk und Ton, 1951, Heft 7

C. H. Chandler: „An investigation of dielectric rod as wave guide", J. appl. Phys., Bd. 20, Nr. 12, Seite 1188

A. S. Popow

Am 16. März dieses Jahres wäre der hervorragende russische Wissenschaftler und Erfinder des Rundfunks, A. S. Popow, 95 Jahre alt geworden.

Als namhafter Vertreter der fortschrittlichen Wissenschaft des zaristischen Rußlands gehört A. S. Popow der alten russischen Intelligenz an, die Wissenschaftler, wie D. I. Mendelejew (Periodisches System der Elemente), N. I. Shukowski (moderne Ärodynamik) und andere hervorbrachte. Unter den Verhältnissen der auf dem Fronherrentum der Gutsbesitzer beruhenden Gesellschaftsordnung fanden jedoch diese Gelehrten, Wissenschaftler und Erfinder in Rußland selbst kaum Anerkennung. So blieb auch A. S. Popow bis zu seinem Tode (1905) ein wenig beachteter Dozent an einer Kronstädter Militärschule.

Erst in der Epoche des Sozialismus erlangte das Schaffen von A. S. Popow, der insbesondere am 18. März 1896 seinen ersten, von ihm selbst gebauten Rundfunksender in Betrieb nahm, Anerkennung.

Der gegenwärtige Entwicklungsstand des sowjetischen Rundfunks und der Funktechnik zeigt der ganzen Welt überzeugend, daß der wissenschaftliche Nachlaß A. S. Popows eine Entwicklung erfuhr, wie sie in der Funktechnik anderer Länder nicht ihresgleichen findet.

HEINZ MORAWA

Kurzwellenempfänger für die Amateurfunkstation

Der Empfang in den übervoll besetzten Amateurbändern erfordert schon bei normalen Ansprüchen einen sehr hochwertigen Empfänger. Allein für das schmale, von 3,5 bis 3,8 MHz reichende 80-m-Band wurden bisher über 7000 kommerzielle und Amateursendelizenzen ausgegeben. Selbst beim Arbeiten mit einem Spezialempfänger, ausgerüstet mit einer Bandspreizung über die ganze Skala, einem rauscharmen HF-Teil hoher Güte und bester Nah- und Weitabselektion sind immer noch großes Können und viel Geduld erforderlich, zwischen leistungsstarken kommerziellen Stationen das leise Signal eines Amateurfunkers aus Übersee herauszufinden. Mancher alte Amateur lächelt überlegen, wenn er einen Anfänger mit einem großen Spezialsuper arbeiten sieht. Zu seiner Zeit wurde bescheiden mit dem 0-V-1 angefangen. Sicher ist das auch heute noch der beste Weg, sich funktechnische Grundbegriffe anzueignen. Viele scheuen sich vor dem Selbstbau eines hochwertigen Empfängers. Aber ein guter Amateursuper ist keinesfalls ein so unerreichbares Selbstbauprojekt.

Obwohl der hochwertige Bandsuper schon aus betriebstechnischen Gründen in jeder Amateurstation vorhanden sein sollte, ist es doch meist schon aus finanziellen Gründen nicht möglich, einen derartigen Empfänger herzustellen. Man begnügt sich dann mit einem einfachen Gerät, mit dem bei geeignetem Aufbau und beim Verwenden moderner Röhren auch gute Empfangsleistungen erreicht werden können. Die Empfindlichkeit eines 0-V-1 ist zum Beispiel in jedem Falle ausreichend, wenn man bedenkt, daß im Jahre 1921 mit einem solchen Empfänger erstmalig der Atlantik überbrückt wurde. Heute ist es ohne Schwierigkeiten möglich, mit dem Geradeausempfänger im Kurzwellenbereich jedes beliebige Verstärkungsmaß zu erreichen. Maßgebend für den Empfangswert ist jedoch die durch das Eigenrauschen und die Trennschärfe begrenzte auswertbare Verstärkung. Wie diese Verhältnisse im Vergleich zum Superhet liegen, zeigt Bild 1. Man erkennt die entdämpfende Wirkung der unmittelbar vor dem Schwingungseinsatz angezogenen Rückkopplung. Ein Störsender im Abstand von 1 MHz müßte schon die 500fache Antennenspannung bewirken, wenn am Empfängerausgang eine Störspannung von 3 V entsprechend der Signalspannung der gewünschten Station vorhanden wäre. Bild 1 zeigt, wie die gerade zum Schwingen gebrachte Anordnung eine Trennschärfe von f = 6,3 kHz bei einer Eingangsfrequenz von 14 MHz erreicht. Aus dem Bild ist weiter zu ersehen, wie sich durch den Schwingungseinsatz die Verstärkung und die Trennschärfe etwa noch um das Zwei- bis Dreifache erhöhen. Äußerst vorsichtiges Einstellen der Rückkopplung und ein weicher Schwingungseinsatz ohne Zieherscheinungen sind Vorbedingungen für eine hohe Empfindlichkeit. Wir sehen, daß die Trennschärfe des 0-V-1 in der Nähe der Resonanzfrequenz (Nahselektion) der eines Supers ohne Quarzfilter nahekommt. Die Weitabselektion dagegen ist unbefriedigend. Störsender mit einem Abstand von 1 MHz und mehr werden mit etwa 7 N geschwächt. Die Kurzwellenrundfunksender fallen jedoch mit 10^3- bis 10^5facher Spannung wie die gewünschten DX-Stationen der Amateure ein. Das bedeutet, daß man u. a. starke Kurzwellenrundfunksender mit gleicher bis 100facher Spannung im Amateurband hört, auch wenn diese außerhalb des Bandes arbeiten. Beim Beurteilen der Empfangsleistung ist beim Geradeausempfänger diese Störempfindlichkeit etwa wie die Rauschspannung beim Superhet zu bewerten. Daraus ergibt sich, daß bei den heutigen Sendeverhältnissen im Kurzwellenbereich der 0-V-1 während eines großen Teiles des Tages für den Empfang im 20- und 40-m-Band unbrauchbar ist. Auch eine vorgeschaltete Hochfrequenzstufe kann hier keine Abhilfe schaffen. Wir erkennen daraus, daß die Leistungsfähigkeit eines Empfängers durch das Zusammenwirken von Verstärkungsmaß, Trennschärfe, Störempfindlichkeit und Eigenrauschen bedingt ist. Letzteres ist ein Faktor, der beim 0-V-1 außerordentlich niedrig liegt und bei der Bewertung der Empfindlichkeit kaum beachtet zu werden braucht.

Bild 1: Gegenüberstellung verschiedener Selektionskurven des Kurzwelleneinkreisempfängers und eines 7-Kreis-Supers

Die Messung der Grenzempfindlichkeit eines Geradeausempfängers zeigte überraschende Ergebnisse. Bei Telefonie lag die Grenzempfindlichkeit bei etwa 10 μV, bei Telegrafie bei 1 μV, bezogen auf einen Rausch/Signalabstand von 1:10. Dies ist wohl auch der Grund dafür, daß dieses Gerät auch heute in vielen Amateurstationen zu finden ist.

Aufbau des 0-V-1

Die wichtigste Baugruppe für den 0-V-1 ist das Audion, das meist in Verbindung mit einem einstufigen Niederfrequenzverstärker arbeitet. Die niederfrequente Wechselspannung wird an einen Kopfhörer abgegeben, da so eine vollständige Konzentration des Abhörenden auf die empfangenden Zeichen garantiert ist. Die im Audion verwendeten Bauteile müssen besonders verlustfrei sein. Im Schwingkreis sind Spulen und Kondensatoren mit keramischer Isolation zu verwenden, da hierdurch eine hohe Güte und ein gutes Signal/Störverhältnis erreicht werden. Genau wie in der Rundfunktechnik dient auch bei den Kurzwellengeräten der Parallelresonanzkreis zum Abstimmen. Beim Verwenden normaler Rundfunkdrehkondensatoren muß die Kapazitätsvariation dem schmalen Amateurbereich angepaßt werden. Die Einengung des Frequenzbandes eines Drehkondensators ist durch einen Serienkondensator möglich. Dabei wird gleichzeitig der Frequenzverlauf je nach der Größe des Vorkondensators verändert. Dies ist meist sehr zweckmäßig, weil dadurch ein zusätzliches Spreizen des am niederfrequenten Brandende liegenden Telegrafiebereiches erfolgt.

Der Verkürzungskondensator berechnet sich zu

$$C_s = \frac{C_a C_e (A_s - 1)}{C_e - A_s C_a}, \qquad (1)$$

A_s ist dabei der gewünschte Variationsbereich $= \frac{f_1^2}{f_0^2}$.

Da in Gleichung (1) die Frequenz nicht enthalten ist, wird die Berechnung unabhängig vom benutzten Frequenzbereich.

Um einen bestimmten Frequenzbereich zu erhalten, errechnet man die Schwingkreisinduktivität bei Parallelschaltung aus folgender Gleichung:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 \dfrac{C_e\, C_s}{C_e + C_s}}. \qquad (2)$$

Von wesentlicher Bedeutung für ein einwandfreies Arbeiten des Gerätes ist das richtige Anordnen der hochfrequenten Bauteile und des Spulensatzes. Heute werden zweckmäßig umschaltbare Spulen verwendet, um ohne Zeitverlust auf andere Bänder umschalten zu können. Prinzipiell ist beim Aufbau des HF-Teiles wichtig, daß alle Hochfrequenz führenden Leitungen möglichst aus starkem, versilbertem Kupferdraht ausgeführt werden und so kurz wie möglich sind. Dabei ist besonders auf gute mechanische Stabilität zu achten. Spulen, Wellenschalter, Abstimmkondensator und Röhre sollen eine kompakte Baugruppe bilden, in der keine Leitungsführung länger als 3 cm ist. Spulenträger und Wellenschalter sind aus keramischen Isolierstoffen oder aus Trolitul aufzubauen, keinesfalls aus Hartpapier oder Preßstoff, die bekanntlich große Verlustfaktoren aufweisen. Das gleiche gilt für die verwendeten Röhrenfassungen. Die heute im Handel erhältlichen Fassungen für Miniaturröhren sind meist aus Hartpapier Güteklasse 3 aufgebaut und bei Frequenzen über 2 MHz mit einer erheblichen Dämpfung belastet. Man muß daher versuchen, sich diese Fassungen in keramischer Ausführung (Hescho) oder aus Hartpapier Güteklasse 4 (tropfenfest) zu beschaffen.

Beim Wickeln der Spulen ist zu beachten, daß die nach Gleichung (2) hergestellten Schwingkreisspulen grundsätzlich folgende Drahtdurchmesser aufweisen:

10-m-Band: 1,5 mm ∅ Cu versilbert;
15-m-Band: 1,5 mm ∅ Cu versilbert;
20-m-Band: 1 mm ∅ Cu versilbert;
40-m-Band: 0,8-mm-CuL;
80-m-Band: HF-Litze 30 × 0,05.

Die nach diesen Angaben hergestellten Spulen haben ohne zusätzliche Entdämpfung eine Güte von über 100, die beim Anwenden einer Rückkopplung bis auf etwa 2000 ansteigt. Eine Abschirmung des HF-Aggregates ist beim 0-V-1 nicht erforderlich, dadurch würde die hohe Güte der Spulen beeinträchtigt werden. Man sollte darauf achten, daß der Abstand der Spulen vom Chassis oder von den Trennwänden mindestens einen Spulendurchmesser beträgt.

Die Ankopplung der Antenne an den Schwingkreis erfolgt kapazitiv. Durch eine Reihenschaltung verschiedener Kapazitäten ist es möglich, den Antennenwiderstand dem Kreiswiderstand des Audions anzupassen. Das Einstellen ist kritisch, da der Gitterschwingkreis durch den meist niederohmigen Antennenwiderstand leicht bedämpft wird.

Bei hohen Frequenzen treten beim Anwenden der kapazitiven Rückkopplungsschaltung Frequenzverwerfungen des Abstimmkreises auf. Um diese weitgehend zu vermeiden, wird eine Rückkopplungsregelung verwendet, bei der man die Schirmgitterspannung der Audionröhre und somit die Röhrensteilheit verändert.

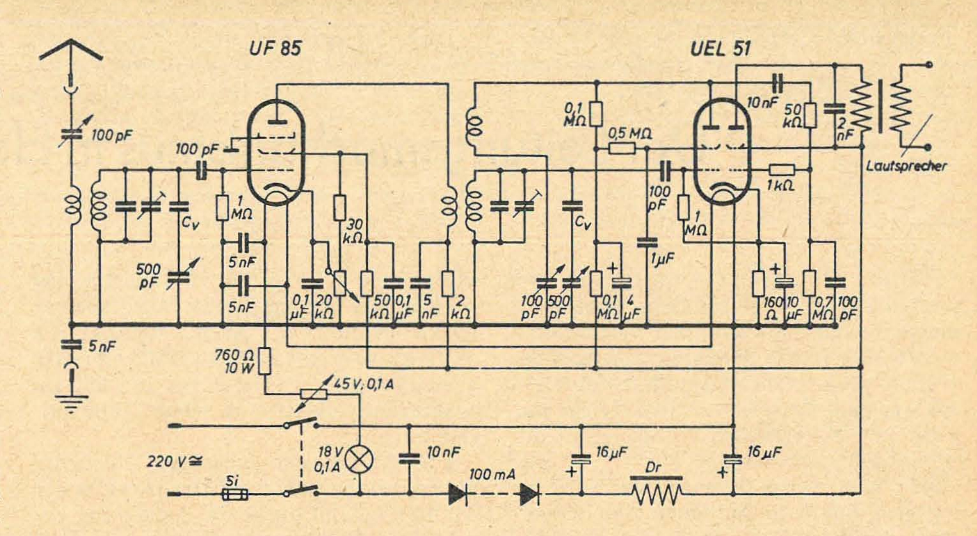


Bild 2: Schaltbild des Kurzwelleneinkreisempfängers 1–V–1 für Allstrombetrieb

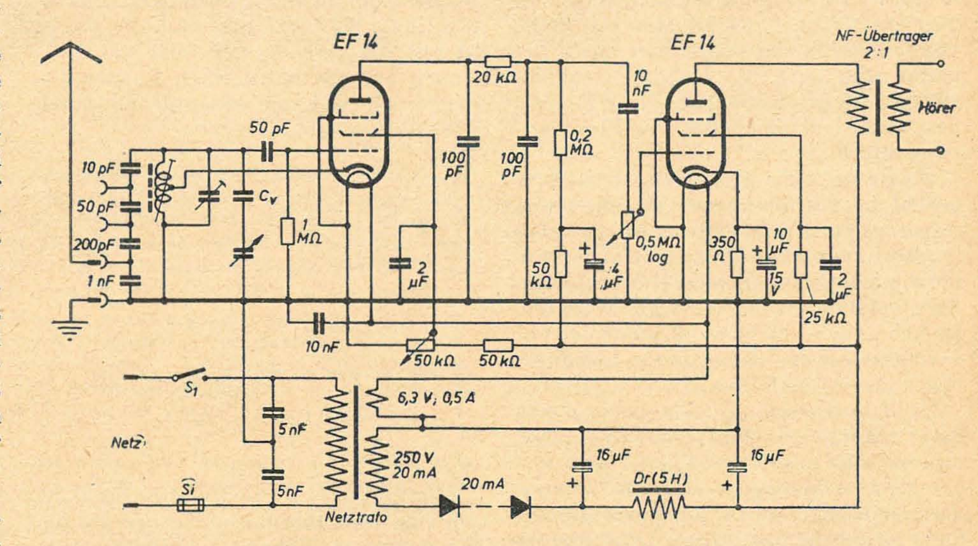


Bild 3: Schaltbild des Kurzwelleneinkreisempfängers 0–V–1 für Wechselstrombetrieb

Der niederfrequente Wechselstrom bewirkt nach erfolgter Siebung durch das HF-Siebglied am Arbeitswiderstand der Audionröhre einen Spannungsabfall. Um eine optimale Ausgangsspannung zu erhalten, muß dieser Widerstand dem Innenwiderstand der Röhre angepaßt sein. Bei Trioden mit kleinem R_i ist für eine ausreichende Lautstärke ein Niederfrequenzübertrager mit einem Übersetzungsverhältnis von 1 : 3 bis 1 : 5 zu verwenden. Pentoden besitzen einen relativ großen Innenwiderstand, so daß hier an dem hochohmigen Arbeitswiderstand eine genügend große Wechselspannung abfällt. Über einen Kopplungskondensator von 5 bis 20 nF wird die Niederfrequenz der nächsten Röhre zugeführt und weiter verstärkt. Je nach der verwendeten Röhrentype ist nun der Anschluß eines Kopfhörers oder Lautsprechers möglich. Da für normalen Amateurbetrieb Kopfhörerempfang ausreicht, kann eine Röhre mit geringer Anodenverlustleistung vorgesehen werden. Aus Gründen der Betriebssicherheit ist der Kopfhörer über einen Ausgangstransformator anzuschließen, da er sonst vom Anodengleichstrom durchflossen wird. Isolationsfehler am Kopfhörer können beim Berühren zu schweren gesundheitlichen Schäden führen. Durch den Einbau eines HF-Übertragers läßt sich der Kopfhörer an die NF-Röhre anpassen.

Das gewünschte Übersetzungsverhältnis ergibt sich aus

$$ü = \sqrt{\frac{R_a}{R_s}}, \qquad (3)$$

wobei R_a den optimalen Außenwiderstand der Röhre und R_s den Scheinwiderstand des Kopfhörers angibt.

Ein nach diesen grundsätzlichen Angaben aufgebauter 0-V-1 wird bei sauberem mechanischem Aufbau und einwandfreier Verdrahtung gute Empfangsresultate zeigen. Trennschärfe und Verstärkung des Gerätes können durch Vorschalten einer oder mehrerer HF-Verstärkerstufen noch erhöht werden. Der Aufbau und Abgleich von Hochfrequenzverstärkern im Kurzwellenbereich ist sehr kritisch und kann nur von erfahrenen Amateuren, die über gute Meßgeräte verfügen, durchgeführt werden.

Dr. W. MUSCHEID

Der Leitungsmechanismus in Halbleitern

In der Funktechnik werden in den letzten Jahren in steigendem Maße Bauelemente aus halbleitenden Werkstoffen verwendet. Der in den Anfangsjahren des Rundfunks weitverbreitete Kristalldetektor war zum Beispiel vor dem Kriege nur noch von historischem Interesse. In der wesentlich verbesserten Form der Silizium- und Germaniumdioden wird er dagegen heute in Millionen von Exemplaren in der UKW-, Dezi- und Fernsehtechnik verwendet. In Netzteilen von Rundfunkempfängern findet man immer häufiger Trockengleichrichter an Stelle von Hochvakuumgleichrichterröhren. Bekannt sind auch die Heißleiter in Allstromempfängern zum Schutz der Röhren bzw. der Skalenlämpchen vor Einschaltstromstößen.

Eine ganz neue Entwicklung hat sich durch die Erfindung der Halbleiterverstärker (Transistore) angebahnt, die sicher in absehbarer Zeit die Elektronenröhre auf einigen Gebieten verdrängen werden. Zum Verständnis der Wirkungsweise dieser und anderer halbleitender Bauelemente ist eine gewisse Kenntnis des Leitungsmechanismus in Halbleitern erforderlich.

Die spezifische Leitfähigkeit der Halbleiter, die mit zunehmender Temperatur ansteigt, liegt, wie schon der Name andeutet, zwischen den Werten der Metalle und der Isolatoren. Im folgenden werden nur Stoffe behandelt, deren Leitfähigkeit durch Elektronen hervorgerufen wird. Im Gegensatz zu den elektronischen Halbleitern erfolgt bei den Ionenleitern der Elektrizitätstransport durch geladene Atome bzw. Moleküle. Diese Substanzen verändern sich daher beim Stromdurchgang und sind nur von geringem technischen Interesse.

Bändermodell

Die Grundlage zur theoretischen Behandlung des Leitungsmechanismus im festen Körper ist das sogenannte Bändermodell, das sich von der Struktur der einzelnen freien Atome ableiten läßt. Unsere gesamte Materie ist bekanntlich aus etwa 100 verschiedenen Atomarten aufgebaut. Die einzelnen Atome bestehen aus einem positiv geladenen Kern, um den eine mehr oder weniger große Anzahl negativ geladener Elektronen, ähnlich der Planetenbewegung um die Sonne, kreist.

Dabei ist praktisch die gesamte Masse des Atoms im Kern vereinigt. Der Kern des leichtesten Elementes, des Wasserstoffs, ist zum Beispiel etwa 2000mal schwerer als ein Elektron. Die Ladung eines Elektrons, die sogenannte Elementarladung, beträgt $1{,}6 \cdot 10^{-19}$ Coulomb. Ein Atom ist im Normalzustand nach außen hin elektrisch neutral. Der Kern hat soviel positive Elementarladungen, wie Elektronen in der Elektronenhülle vorhanden sind, so daß sich die Ladung nach außen hin ausgleicht. Wird aus der Elektronenhülle des Atoms ein Elektron entfernt, so erhält man ein einfach positiv geladenes Ion; ein negatives Ion hat ein zusätzliches Elektron in seiner Hülle aufgenommen.

Die Atome der einzelnen Elemente unterscheiden sich durch das Gewicht der Atomkerne und durch die Anzahl der zugehörigen Elektronen. So hat zum Beispiel das Kohlenstoffatom sechs und das Kupferatom 29 Elektronen. Ein Charakteristikum der Elektronenhülle der Atome ist nun die Tatsache, daß sich die Elektronen nur auf bestimmten Bahnen bewegen, die sich im wesentlichen durch ihren Radius unterscheiden.



Bild 1: Energieschema eines freien Atoms

Den Elektronen kommt auf ihren Bahnen eine ganz bestimmte Energie zu, die mit größerem Bahnradius wächst. Wir können also für die Atome eine Skala der erlaubten Energieniveaus aufstellen, die Bild 1 schematisch andeutet. Die Energie E ist in vertikaler Richtung aufgetragen, 1 bis 7 sollen erlaubte Energiestufen sein. Wieviele dieser Stufen von Elektronen besetzt sind, hängt natürlich von der einzelnen Atomart ab. Im Bild 1 sind die Stufen 1 bis 4 besetzt, die weiteren unbesetzt. Wird nun einem Atom in irgendeiner Weise Energie zugeführt, etwa durch Zusammenstoß mit anderen Atomen oder durch Lichteinstrahlung, so können Elektronen unter Energieaufnahme auf höhere Bahnen gelangen. Zum Beispiel kann ein bis auf die Stufe 4 gehobenes Elektron im Bild 1 auf die Energiestufe 7 gehoben werden. Man erhält dann ein angeregtes Atom. Kehrt das Atom in seinen Grundzustand zurück, wird die Energiedifferenz 7 bis 4 wieder abgegeben. Die angeregten Atome in einer Gasentladung senden hierbei zum Beispiel Licht aus.

In den kristallinen Substanzen liegen die Atome sehr dicht beieinander, und ihre Elektronenhüllen beeinflussen sich gegenseitig sehr stark. Die Folge hiervon ist, daß sich die diskreten Energiestufen der freien Atome zu Energiebereichen, den Energiebändern, verbreitern, die für Elektronen erlaubt sind. Diese Bänder sind durch mehr oder weniger breite verbotene Gebiete getrennt (Bild 2).

Eine Analogie zu dieser Aufspaltung der Energiestufen durch die enge räumliche Kopplung der Elektronen ist jedem Funkpraktiker bekannt. Ein aus einem Kondensator und einer Induktivität aufgebauter Schwingkreis hat eine ganz bestimmte Resonanzfrequenz. Werden derartige Kreise mit gleicher Resonanzfrequenz gekoppelt, so erhält man bei einem Zweikreisbandfilter Resonanzkurven mit einem zweihöckrigen Scheitel und bei einem Dreikreisbandfilter Resonanzkurven mit dreihöckrigem Scheitel. Es entstehen bei zwei oder drei Frequenzen Höchstwerte der übertragenen Spannungen.

Genauso verhält es sich mit den Energiestufen der miteinander gekoppelten Elektronenhüllen im Kristall. Die einzelnen im Bild 2 dargestellten Bänder bestehen in Wirklichkeit auch noch aus diskreten Energiestufen, deren Anzahl in der Größenordnung der Zahl der Atome im Kristall liegt. In einem Kubikzentimeter Eisen befinden sich zum Beispiel etwa 10^{23} Atome. Wegen dieser hohen Konzentration der Atome liegen die Energiestufen in den Bändern so dicht, daß man sie praktisch als kontinuierlich ansehen kann. Trotzdem ist aber, wie wir nochmals betonen wollen, die Anzahl der verfügbaren Plätze in den Bändern begrenzt. Wieviele der für Elektronen erlaubten Bänder besetzt sind, hängt von den Elektronenhüllen der Gitterbausteine ab. Im Bild 2 sollen alle Plätze in den Bändern 1 bis 3 vollkommen besetzt sein, während das Band 4 vollständig leer ist.

Die den Atomkernen nächstliegenden Elektronen sind durch die darauffolgende Elektronenhülle noch mehr oder weniger stark von den entsprechenden Elektronen der benachbarten Atome abgeschirmt.

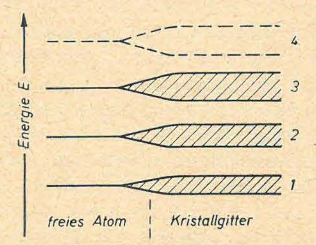


Bild 2: Energiebänder im Kristall

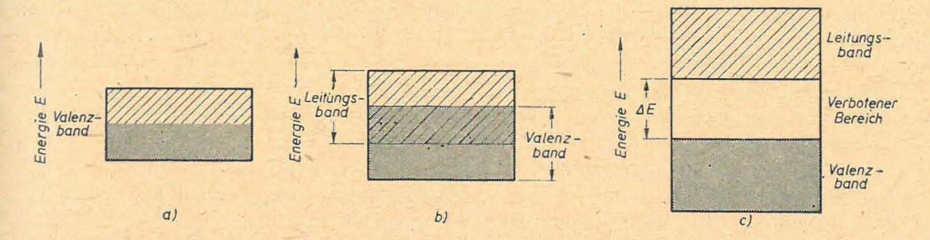
Ihre gegenseitige Kopplung ist daher nur schwach, und sie sind noch weitgehend an den einzelnen Kernen lokalisiert. Im letzten von Elektronen besetzten Band (Valenzband) befinden sich die Elektronen der äußersten Bahnen der freien Atome. Dies sind die Valenzelektronen, sie bestimmen die chemischen Eigenschaften der Atome. Ihre gegenseitige Kopplung im Gitter ist sehr stark, und das Valenzband breitet sich praktisch durch den ganzen Kristall aus. Eine Festlegung,

welche Elektronen im Valenzband zu ganz bestimmten Kernen gehören, ist nicht mehr möglich.

Metalle, Halbleiter, Isolatoren

Die gegenseitige Lage und der Besetzungszustand des Valenzbandes und des darauffolgenden leeren Bandes geben Auskunft darüber, ob ein bestimmter Kristall ein Leiter, ein Halbleiter oder ein Isolator ist. Man kann hierbei drei Fälle unterscheiden, siehe Bilder 3a, b und c: Im folgenden werden wir sehen, daß der Fall c) auch die Halbleiter mit einschließt.

oder weniger häufig mit den Gitterbausteinen zusammen, es kann aber im elektrischen Feld aus bereits erwähnten Gründen keine geschlossene Translationsbewegung einer Elektronenwolke erfolgen. Wenn nun der für Elektronen verbotene Bereich (Δ E im Bild 3c) nicht allzu breit ist, so kann bei ausreichend hohen Temperaturen ein Energiebetrag, der mindestens die Größe Δ E haben muß, durch thermischen Stoß auf Elektronen im Valenzband übertragen werden. Diese gelangen dadurch in das Leitungsband und können sich hier nunmehr in einem elektrischen Feld zur Anode bewegen.



3: BildBänderstruktur bei verschiedenen Kristallen

a) Das Valenzband ist nur teilweise mit Elektronen besetzt (die darunter befindlichen Bänder sind immer vollständig besetzt). Legt man an einen solchen Kristall eine Spannung an, so können die Elektronen Energie aus dem Feld aufnehmen und sich im Valenzband in Richtung zur Anode bewegen. Dies ist nur möglich, weil in dem nicht voll besetzten Valenzband unmittelbar über den besetzten Plätzen noch freie, für Elektronen erlaubte Energieniveaus vorhanden sind. Derartige kristalline Substanzen zeigen metallische Leitfähigkeit (Beispiel: Natrium).

b) Die Breite der verbotenen Zonen zwischen den Bändern nimmt allgemein mit steigender Energie ab. Hierbei kann der Fall eintreten, daß sich das Valenzband mit dem darauffolgenden freien Band, dem sogenannten Leitungsband, überlappt. Auch wenn sämtliche verfügbaren Plätze im Valenzband besetzt sind, folgen dann auf die letzten besetzten Energiestufen freie, für Elektronen erlaubte Bereiche. Wir haben praktisch dieselben Verhältnisse wie bei a), also metallische Leitfähigkeit (Beispiel: Magnesium).

c) Das Valenzband ist ebenfalls voll besetzt. Zwischen Valenz- und Leitungsband liegt aber eine mehr oder weniger breite verbotene Zone. Wird eine Spannung angelegt, so können die Elektronen keine Energie aufnehmen, da sämtliche verfügbaren Energiestufen besetzt sind. Daher ist keine Elektrizitätsleitung möglich, wir haben einen Isolator vor uns.

Da unter gewissen Voraussetzungen die Elektronendichte bei Substanzen mit einer Bänderstruktur nach Bild 3c mit der Temperatur ansteigt, nimmt deren Leitfähigkeit nach Gleichung (1), also mit der Temperatur, zu. Dies ist das typische Verhalten eines Halbleiters. (Die Temperaturabhängigkeit der Beweglichkeit ist in diesen Fällen im Vergleich zu der Temperaturabhängigkeit von n meist sehr gering und kann vernachlässigt werden.)

Es gibt also keinen prinzipiellen Unterschied zwischen Isolatoren und Halbleitern. Die Frage, ob eine bestimmte Substanz bei Zimmertemperatur ein Isolator oder ein Halbleiter ist, hängt lediglich von der Breite Δ E der verbotenen Zone ab. Die Leitfähigkeit vom Diamanten, dessen verbotene Zone eine Breite von Δ E = 6 eV aufweist, ist gegenüber dem Halbleiter Germanium mit einer Breite von Δ E = 0,72 eV außerordentlich gering (eV = Elektronenvolt, 1 eV ist gleich derjenigen Energie, die ein Elektron beim Durchlaufen einer Potentialdifferenz von 1 V im Vakuum aufnimmt).

Nach dem bisher Gesagten hängt also die Leitfähigkeit eines Halbleiters bei gleichbleibender Beweglichkeit der Elektronen nur von der Breite der verbotenen Zone ab, die eine kristalleigene Größe ist. Jedes Exemplar einer bestimmten Kristallsorte, gleich welcher Herstellung, hat denselben Wert für ΔE, und die Leitfähigkeit müßte bei allen Kristallen gleich groß sein. Stoffe mit einem derartigen Verhalten nennt man Eigenhalbleiter. Die meisten halbleitenden Substanzen zeigen aber eine von Exemplar zu Exemplar sehr unterschiedliche Leitfähigkeit, mit deren Ursachen wir uns nunmehr beschäftigen wollen.

Eigenhalbleiter

Beim absoluten Nullpunkt der Temperatur (0° K = —273° C) befinden sich die Atome eines Kristallgitters in Ruhe. Wird die Temperatur erhöht, so nimmt der Kristall Wärmeenergie auf, und die Atome führen um ihre Ruhelage Wärmeschwingungen aus, die mit steigender Temperatur zunehmen.

Wir haben gesehen, daß die Valenzelektronen in den Fällen a) und b) beim Anlegen einer Spannung Energie aufnehmen und sich in Richtung des elektrischen Feldes bewegen können. Hierbei stoßen sie häufig mit den Atomen des Kristallgitters zusammen und werden abgebremst bzw. aus ihrer Richtung abgelenkt. Im Mittel resultiert aber eine Translationsbewegung zur Anode. Je energiereicher die thermischen Schwingungen der Atome sind, desto häufiger werden die Elektronen mit diesen zusammenstoßen und desto kleiner ist auch ihre mittlere Geschwindigkeit im elektrischen Feld. Dies ist die physikalische Ursache dafür, daß die Leitfähigkeit der Metalle mit steigender Temperatur abnimmt.

Ganz anders sind die Verhältnisse im Fall c). Hier stoßen die Valenzelektronen bei höheren Temperaturen auch mehr

Die Anzahl der auf diese Weise in das Leitungsband gelangenden Elektronen nimmt mit steigender Temperatur infolge der größeren Wärmeenergie zu. Aus der Theorie ergibt sich für die Abhängigkeit der Elektronenkonzentration n im Leitungsband von der absoluten Temperatur T eine Näherungsgleichung der Form

$$n = A \cdot e^{-\frac{\Delta E}{B \cdot T}} \quad (1)$$

(A, B = Konstante).

Die Geschwindigkeit, mit der sich die Elektronen in einem Leiter bewegen, ist der Feldstärke proportional. Beim Verdoppeln der angelegten Spannung verdoppelt sich auch die Elektronengeschwindigkeit. Bei gleicher Feldstärke sind die Elektronengeschwindigkeiten in den verschiedenen Substanzen aber durchaus nicht gleich. Als Vergleichsmaß nimmt man die Geschwindigkeit (in cm/s), die die Elektronen in einem Felde von der Stärke 1 V/cm annehmen und nennt diese die Elektronenbeweglichkeit b. Bei dieser Festsetzung gilt allgemein für die Leitfähigkeit $\varkappa$ in einem Elektronenleiter:

$$\varkappa = q \cdot n \cdot b \quad (2)$$

(q = Elektronenladung, n = Anzahl der Leitungselektronen je cm^3).

Störstellenhalbleiter

Ein Idealkristall besteht aus einer einheitlichen Sorte von Gitterbausteinen (Atomen, Molekülen oder Ionen), die regelmäßig in immer gleichbleibenden Abständen voneinander angeordnet sind. Die tatsächlich existierenden realen Kristalle weichen mehr oder weniger stark von diesem idealen Verhalten ab. Hierfür gibt es die verschiedensten Ursachen. Die Regelmäßigkeit der Gitterstruktur kann gestört sein, einige Gitterbausteine können zusätzlich auf normalerweise freien Stellen im Gitter sitzen oder auf normalerweise besetzten Stellen fehlen, ebenso können Fremdsubstanzen im Gitter vorhanden sein und weiteres mehr.

Die theoretische Ableitung der Bänderstruktur der Elektronenenergie in Kristallen beruht auf der Annahme eines idealen Gitters. Da es dieses aber in Wirklichkeit nicht gibt, weisen die idealen Kristalle auch mehr oder weniger starke Abweichungen von der idealen Bänderstruktur auf. Durch die oben erwähnten Gitterstörungen entstehen im verbotenen Bereich zwischen Valenz- und Leitungsband einzelne, für Elektronen erlaubte Energieniveaus, die im Gitter an den Störstellen lokalisiert sind, zum Beispiel an dem Ort eines eingebauten Fremdatoms.

Man unterscheidet zwei verschiedene Arten dieser Zwischeniveaus. Die Donatoren oder Elektronenspenderstellen sitzen unterhalb des Leitungsbandes (Bild 4). Sie sind bei T = 0° K mit Elektronen besetzt und können bei höheren Temperaturen durch Wärmestöße Elektronen in

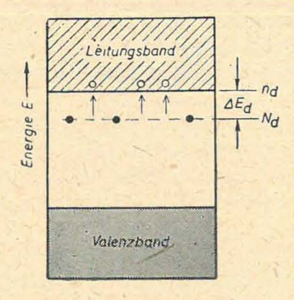


Bild 4: Störstellenleitung durch Donatoren

das Leitungsband abgeben. Da der energetische Abstand der Donatoren vom Leitungsband meist sehr klein ist, bewirken sie schon bei wesentlich niedrigeren Temperaturen eine größere Leitfähigkeit, als dies durch Eigenhalbleitung möglich ist. Liegt der Abstand der Donatoren vom Leitungsband in der Größenordnung Hundertstel eV, so befinden sich die Störstellenelektronen bei Zimmertemperatur schon größtenteils im Leitungsband, das heißt, die meisten Donatoren sind ionisiert.

Die Konzentration n_d der aus den Donatoren stammenden Leitungselektronen hängt in ähnlicher Form von der Temperatur ab wie die Konzentration der Eigenhalbleitungselektronen:

$$n_d = C \cdot \sqrt{N_d} \cdot e^{-\frac{\Delta E_d}{B \cdot T}} \qquad (3)$$

(C = Konstante, N_d = Gesamtkonzentration der Donatoren).

Der Anstieg der Ladungsträgerkonzentration mit der Temperatur wird aber in Gleichung (3) an Stelle von ΔE durch den kleineren Wert ΔE_d bestimmt, ist also schwächer als in Gleichung (1). Außerdem ist n_d noch der Wurzel aus der Donatorenkonzentration proportional.

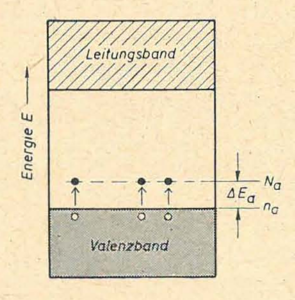


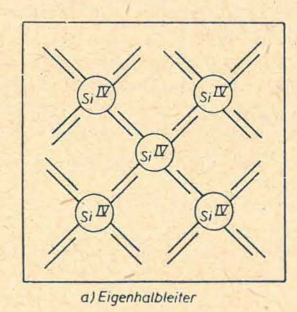
Bild 5: Störstellenleitung durch Akzeptoren

Die zweite Art der Störniveaus nennt man Akzeptoren oder Elektronenfängerstellen. Diese liegen oberhalb des Valenzbandes (Bild 5) und sind bei T = 0° K nicht mit Elektronen besetzt. Bei ausreichender thermischer Energie können aber Elektronen aus dem Valenzband in diese Fängerstellen befördert werden. Wegen des geringen Abstandes ΔE_a der Akzeptoren vom Valenzband gelten hierfür dieselben Überlegungen wie bei den Donatoren. Man erhält im Valenzband eine mehr oder weniger große Konzentration n_a an Elektronendefektstellen oder Elektronenlöchern, für deren Temperaturabhängigkeit eine der Gleichung (3) analoge Formel gilt (n_d, N_d und ΔE_d werden durch n_a, N_a und ΔE_a ersetzt).

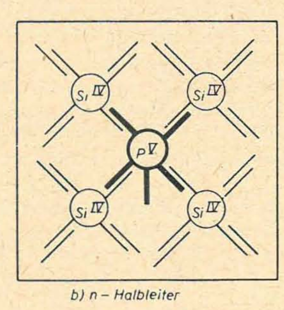
Die Defektstellen sind wegen des entfernten, negativ geladenen Elektrons positiv geladen, ähnlich wie ein neutrales Atom positiv wird, wenn man ein Elektron aus seiner Hülle entfernt. Wir betrachten nun das Verhalten eines positiven Loches im Valenzband im elektrischen Feld. Die Spannung sei beispielsweise so an den Halbleiter angelegt, daß die Anode rechts vom Loch liegt. Dann kann sich irgendein links vom Loch befindliches Elektron in Richtung zur Anode bewegen und das Loch besetzen. Dieses wird dadurch wieder neutral. An dem Ort, von dem das Elektron gekommen ist, bleibt aber nunmehr ein positives Loch zurück. Im Endeffekt hat sich also das positive Loch in Richtung zur Katode bewegt. Derselbe Vorgang wiederholt sich nun mit einem noch weiter links befindlichen Elektron. Auf diese Weise kommt bei ausreichender Konzentration der

Das Silizium (Si) ist ein vierwertiges Element, das heißt, es hat je Atom vier Valenzelektronen. In einem Si-Kristall ist jedes Atom von vier anderen tetraedrisch umgeben. Die Bindung im Gitter kommt dadurch zustande, daß sich jeweils ein Valenzelektron eines Atoms mit einem Valenzelektron eines benachbarten Atoms zu einem gemeinsamen Elektronenpaar vereinigt (Valenzbindung). Dies ist in dem schematischen Bild 6a durch Doppelstriche angedeutet. Bild 6b stellt ein Si-Gitter dar, in dem ein Si-Atom durch ein Phosphoratom (P) ersetzt ist. Phosphor ist fünfwertig; vier der fünf Valenzelektronen werden zur Bindung im Si-Gitter benötigt. Das fünfte überzählige gibt Veranlassung zu einer Donatorenstelle. Durch Phosphor (P) verunreinigtes Silizium zeigt daher n-Leitung. Werden dagegen einige Si-Atome durch dreiwertige Boratome ersetzt (B im Bild 6c), so fehlt jeweils ein Elektron zum Absättigen der Bindung. Dadurch entstehen Akzeptoren, und wir erhalten einen Löcherhalbleiter.

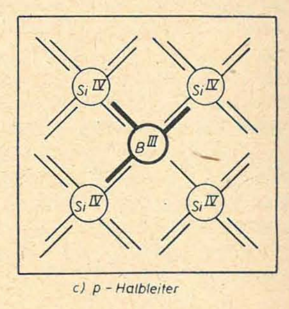
In einem Halbleiter können also gleichzeitig sowohl Elektronen im Leitungsband als auch Löcher im Valenzband zur Leitfähigkeit beitragen. In diesem Fall gilt für die Leitfähigkeit



a) Eigenhalbleiter



b) n – Halbleiter



c) p – Halbleiter

Bild 6: Schematische Schnitte durch Siliziumkristalle

Löcher eine Elektrizitätsleitung im Valenzband zustande. Man spricht von Defekt-, Mangel- oder Löcherhalbleiter bzw., da der Ladungstransport durch positive Ladungen erfolgt, von p-Halbleiter (p = positiv). Im Gegensatz dazu nennt man einen Störstellenhalbleiter nach Bild 4 Überschuß- oder n-Halbleiter (n = negativ).

Die einzelnen Proben einer halbleitenden Substanz können verschiedene Arten und Konzentrationen von Störstellen haben, die sich oft auch noch in ihrer energetischen Lage unterscheiden. Ihre Leitfähigkeit kann daher sehr unterschiedlich sein und um viele Größenordnungen variieren. Eine genaue Analyse der Energieniveaustruktur ist infolgedessen zumeist sehr schwierig oder undurchführbar. Die am besten erforschten Substanzen sind zur Zeit das Silizium und das Germanium, an denen in den letzten Jahren wegen ihrer großen Bedeutung für die Dioden- und Transistorenherstellung zahlreiche Untersuchungen durchgeführt wurden. Als Beispiel wollen wir daher eine der Ursachen der Donatoren- und Akzeptorenbildung in Siliziumkristallen betrachten.

$$\varkappa = q \cdot n_e \cdot b_e + q \cdot n_l \cdot b_l \qquad (4)$$

(n_e, b_e = Konzentration bzw. Beweglichkeit der Elektronen,

n_l, b_l = Konzentration bzw. Beweglichkeit der Löcher).

Hall-Effekt

Der Hall-Effekt ist für Untersuchungen an Halbleitern von außerordentlicher Bedeutung, da er Auskunft über die Art und Konzentration der Ladungsträger in einem Halbleiter gibt.

Wir bringen einen stromdurchflossenen lamellenförmigen Leiter so in ein magnetisches Feld $\mathfrak{H}$, daß die magnetischen Kraftlinien senkrecht zur Richtung des Stromes I liegen (Bild 7). In der Mitte des Halbleiters befinden sich an zwei genau gegenüberliegenden Stellen zwei weitere elektrische Leiter (a und b im Bild 7). Zunächst sei das Magnetfeld $\mathfrak{H}$ ausgeschaltet. Die den Stromtransport bewirkenden Ladungsträger bewegen sich in Richtung der Längskanten des Leiters. Senkrecht zur Bewegungsrichtung der Ladungsträger verlaufen die Linien gleichen Potentials im Leiter (1). Eine derartige Äquipotentiallinie verläuft auch

zwischen den Punkten a und b, die also auf gleichem Potential liegen.

Wird nun das Magnetfeld $\mathfrak{H}$ eingeschaltet, so werden die Ladungsträger im Halbleiter etwas aus ihrer Richtung abgelenkt, genauso wie der Elektronenstrahl in einer Katodenstrahlröhre durch Magnetfelder abgelenkt werden kann. Jetzt haben die Äquipotentiallinien nicht mehr die Richtung 1, sondern etwa die Richtung 2. Die Punkte a und b liegen nicht mehr auf gleichem Potential, und mit einem empfindlichen Spannungsmesser kann man zwischen a und b die sogenannte Hall-Spannung U_H messen. Dividiert man diese durch die Breite des Leiters, so erhält man die Hall-Feldstärke

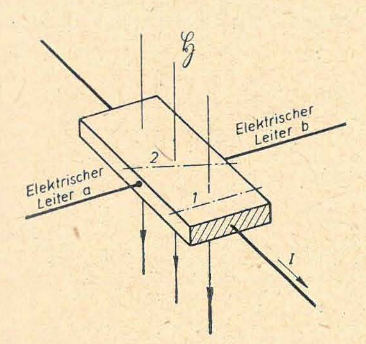


Bild 7: Der Hall-Effekt

E_H, die der Stromdichte s im Leiter und der magnetischen Feldstärke $\mathfrak{H}$ proportional ist:

$$E_H = R \cdot i \cdot \mathfrak{H}. \qquad (5)$$

Der Proportionalitätsfaktor R ist die Hall-Konstante.

Aus der Festkörpertheorie läßt sich ableiten, daß für die Hall-Konstante R_d eines reinen Überschußhalbleiters gilt:

$$R_d = -\frac{3 \cdot \pi}{8} \cdot \frac{1}{q \cdot n_d}. \qquad (6)$$

Bei einem Defekthalbleiter erhält man dagegen:

$$R_a = +\frac{3 \cdot \pi}{8} \cdot \frac{1}{q \cdot n_a}. \qquad (7)$$

Aus den Gleichungen (6) und (7) ist zu ersehen, daß das Vorzeichen der Hall-Konstante Auskunft darüber gibt, ob ein Elektronen- oder ein Löcherhalbleiter vorliegt. Die quantitative Bestimmung der Hall-Konstanten liefert in den Fällen der Gleichungen (6) und (7) direkt die wichtigen Ladungsträgerkonzentrationen.

Mißt man außer der Hall-Konstanten auch noch die Leitfähigkeit $\varkappa$ des Halbleiters, so läßt sich auch die Ladungsträgerbeweglichkeit bestimmen. Gleichung (2) liefert zum Beispiel mit Gleichung (6) die Beweglichkeit der Elektronen in einem reinen Überschußhalbleiter:

$$b_d = -\frac{8 \cdot \varkappa \cdot R_d}{3}. \qquad (8)$$

Einen entsprechenden Ausdruck erhält man bei reiner Defektleitung für b_a.

Damit haben wir in groben Zügen das Modell skizziert, das man sich auf Grund der bisherigen Forschungsergebnisse von dem Leitungsmechanismus in Elektronenhalbleitern macht.

Ing. FRITZ KUNZE

Eine Analyse der westdeutschen Empfängerproduktion 1953/1954

Im Herbst 1953 traten 28 westdeutsche Firmen der Rundfunkindustrie mit 141 neuen Rundfunkempfängern an die Öffentlichkeit. Anfang 1954 kamen weitere 40 neue Geräte hinzu, so daß in der Radiosaison 1953/54 nicht weniger als 181 neuentwickelte Geräte auf dem Markt waren. Die verschiedenen Ausgaben in Preßstoff- oder Holzgehäuse, mit unterschiedlichen Wellenbereichen usw. wurden dabei nicht berücksichtigt. Hierbei wurden Schatullen (Fonosuper), Musikschränke, Truhen und Kombinationsmöbel nicht mitgezählt, da für diese keine besonderen Empfänger entwickelt, sondern fast stets Chassis von gängigen Empfängern verwendet wurden. Auch Schulfunkgeräte, Bergwerksempfänger, Schiffsanlagen und ähnliche Sondergeräte sind nicht berücksichtigt worden.

Von den 181 Rundfunkgeräten sind 6 Batteriesuper (2 davon haben auch einen FM-Teil), 3 Einkreiser und 1 Zweikreiser. Der Zweikreiser hat eine interessante Schaltung: Für AM ist er als Zweikreiser, für FM dagegen als Supergeschaltet; die Audionröhre EC 92 dient dann zur additiven Mischung. — Von den restlichen 171 Empfängern sind 169 AM/FM-Super. 2 Super haben keinen FM-Teil; sie sind für den Export in Länder bestimmt, in denen es noch keinen UKW-Rundfunk gibt.

Die folgende Betrachtung erstreckt sich nur auf Netzsuper. Der Allstromsuper ist sehr stark in den Hintergrund getreten. 21 Allstromgeräten stehen 150 Wechselstromsuper gegenüber. Als multiplikative Mischröhre für AM beherrscht die ECH 81/UCH 81 das Feld. Die ECH 42 ist nur noch in 6 Geräten zu finden. Blaupunkt verwendet prinzipiell keine Triode-Hexode zur Mischung bei AM. Bei den Blaupunkt-Geräten wird auch bei KW, MW und LW additiv gemischt. Sind zwei EC 92 vorhanden, so dient eine bei AM als Mischröhre und eine als Oszillatorröhre. Bei FM dagegen wird eine EC 92 als selbsterregte Mischröhre verwendet, und die andere ist als HF-Verstärker vorgesetzt. Zur ZF-Verstärkung bei FM sind zwei Röhren EF 85 vorhanden, bei AM dagegen wird eine EF 85 als HF-Verstärkerröhre geschaltet, um die Gefahr der Ausstrahlung der Oszillatorschwingung auf die Antenne zu verringern.

Für FM ist in allen Fällen eine besondere Mischröhre vorgesehen. Durchgesetzt hat sich hierbei die additive Triodenmischung, wobei 107 mal die EC 92/UC 92 und 49 mal ein System der ECC 81 verwendet wird. Das erste System der ECC 81 wird oft als UHF-Vorverstärker in Gitterbasisschaltung benutzt. In 14 Fällen wird dies von den Herstellerwerken angegeben, doch dürfte die Zahl bestimmt größer sein, da die Firmen meist nichts über die Schaltungsart der Vorstufe aussagen. Die additive Pentodenmischung ist gegenüber dem Vorjahr stark zurückgegangen. Mit der EF 80/UF 80 wird nur viermal, mit der EF 42 zweimal gemischt. Hier handelt es sich dreimal um eine selbsterregte Mischstufe und dreimal um eine fremderregte Mischstufe, bei der eine EC 92 als besonderer Oszillator wirkt. Von der Möglichkeit, eine zweite ECH 81 zu verwenden, deren Triodensystem zur additiven Mischung und deren Heptodensystem als zusätzliche ZF-Stufe benutzt wird, macht man nur in 6 Fällen Gebrauch.

Von den 169 AM/FM-Superhets haben 148 = 88% eine Vorröhre. Der Aufbau dieser Vorstufe bietet dem Entwickler noch die größten Möglichkeiten. Auch hier dominiert die Triode. Zu den 47 Bestückungen mit der ECC 81, deren eines System als UHF-Verstärkerröhre benutzt wird, kommen noch 48 Geräte mit der EC 92/UC 92 als Vorstufe: oft in Gitterbasisschaltung, in vielen Fällen aber auch in Zwischenbasisschaltung, auch Halbkatodenbasisschaltung genannt (teils KB-, teils GB-Schaltung, siehe

Bild 1: Empfänger mit Zwischenbasisschaltung in der HF-Stufe

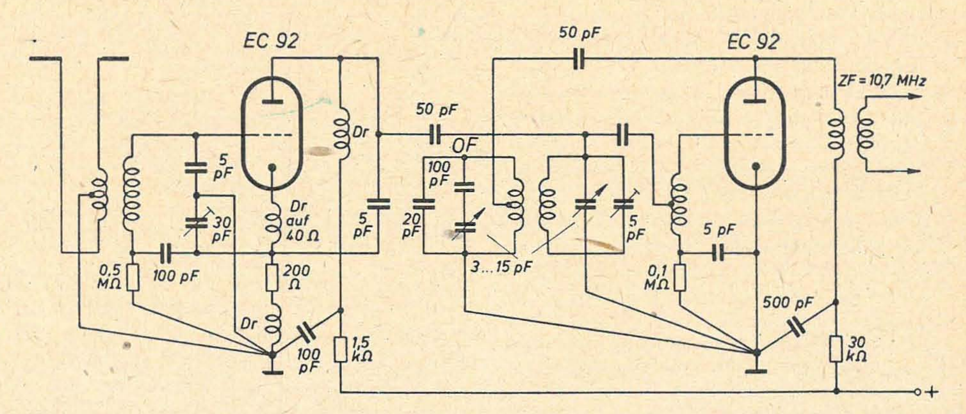


Bild 1). Die steile Pentode EF 80/UF 80 erscheint in 33 Fällen als Vorröhre, die steile Regelpentode EF 85/UF 85 dagegen nur 17 mal. Bei 2 Geräten ist die EF 42 eingesetzt.

UKW-Misch- und HF-Teil bilden meist eine abgeschirmte Einheit. Die hierbei benötigten Röhren werden bei AM-Empfang nicht benutzt, dadurch kann die Gefahr der Ausstrahlung der Oszillatorfrequenz auf ein Mindestmaß beschränkt werden.

Körting hat eine interessante Schaltung, den Syntektor, entwickelt. Im Eingang ist eine ECC 81, das 1. System als UHF-Verstärker in GB-Schaltung, das 2. System als selbsterregte Mischröhre geschaltet. In drei ZF-Stufen wird die ZF ungefähr 6000fach verstärkt. Ihnen folgt als Anodenspannungsbegrenzer das Heptodensystem einer ECH 81. Das Triodensystem dieser Röhre arbeitet als Synchro-Oszillator und schwingt auf $\frac{1}{5}$ der Zwischenfrequenz:

10,7 MHz: 5 = 2,14 MHz.

Das Gitter des Oszillators wird zugleich mit der 4. und 6. Oberwelle der Synchrofrequenz gesteuert. Im Anodenkreis treten nun noch die Summen- und Differenzfrequenzen dieser Oberwellen mit der Synchrofrequenz auf, die auch 2,14 MHz betragen. Der Oszillator schwingt stets genau auf $\frac{1}{5}$ der Zwischenfrequenz und macht auch die Frequenzmodulation mit $\frac{1}{5}$ des Frequenzhubes mit. Es erfolgt eine optimale Amplitudenbegrenzung und Unterdrückung der Störwellen. Die Trennschärfe wird um den Faktor 10 auf 1 : 5000 bis 1 : 10000 erhöht. Im gleichen Kanal arbeitende UKW-Sender, deren Feldstärke mindestens 30% geringer als die des gewünschten Senders ist, werden völlig unterdrückt. Die Bandbreite wird automatisch geregelt und das NF-Rauschen zwischen den Sendern durch eine automatische Rauschsperre stark gemindert. Natürlich erfordern derartige Maßnahmen einen erhöhten Röhrenaufwand.

In 135 Geräten ist ein UKW-Dipol eingebaut und in 28 Geräten eine UKW-Netzantenne. Einen besonderen Weg beschreitet Grundig. Bei den Supern der höheren Preisklassen (bei 4 Geräten) besteht die Gehäusezierleiste aus Metall, sie hat bei UKW-Empfang die Eigenschaft eines Ringfaltdipols, der ja keine Richtwirkung zeigt und alle auftretenden Ultrakurzwellen empfängt.

In 38 Fällen = 22% haben die Empfänger getrennte AM- und FM-Abstimmung und damit für FM eine besondere Skala. In einigen dieser Fälle bedient man diese Skalen mit einem einzigen Einstellknopf. Durch ein besonderes Schwungrad wird einer der beiden Zeiger in Bewegung gesetzt, je nachdem, ob die Kupplungsscheibe der AM- oder die der FM-Abstimmung am Schwungrad anliegt. In anderen Fällen ist für FM ein besonderer Einstellknopf vorhanden. Läßt man den Mittelwellenbereich auf den Ortssender, den UKW-Bereich auf den am besten wahrnehmbaren UKW-Sender eingestellt, so kann man allein durch Betätigen der Bereichstasten zwei Sender ohne weiteres Einstellen empfangen. In mehreren Fällen hat man bei UKW-Empfang eine Stummabstimmung, so daß der Sender beim Einstellen nicht aus einer Geräuschkulisse, sondern aus vollkommener Stille auftaucht.

Die Hochfrequenzverstärkung bei UKW dient weniger einer Steigerung der Gesamtverstärkung als in erster Linie einer Besserung des Signal-Rausch-Verhältnisses und damit der Möglichkeit, auch noch solche Sender zu empfangen, die in der Größenordnung des Rauschspiegels liegen. Außerdem wird die Abstrahlung des Oszillators stark gemindert. Die Verstärkung wurde mehr in die Zwischenfrequenz gelegt. Man findet jetzt in vielen Fällen nicht nur eine zweistufige, sondern auch eine dreistufige ZF-Verstärkung. Bei kräftiger ZF-Verstärkung liegt auch bei Mittelklassensuperhets die Empfindlichkeit zwischen 2 und 3 μV bei 50 mW Ausgangsleistung. Durch die neue Senderverteilung wurde bei UKW die Kanalbreite gegenüber der früheren von $\pm$400 kHz auf $\pm$300 kHz festgelegt. Infolgedessen mußte die FM-Trennschärfe gesteigert werden. Sie beträgt bei größeren Empfängern 1 : 175 für $\pm$300 kHz. Das entspricht einer Trennschärfe von 1 : 4000 bei $\pm$400 kHz. In Spitzengeräten ist die Trennschärfe sogar bis auf 1 : 1000 bei $\pm$300 kHz (= 1 : 7500 bei $\pm$400 kHz) gesteigert worden! Bei der Synchro-Detektorschaltung von Körting wird sogar eine Trennschärfe von 1 : 5000 bei $\Delta f = \pm 300$ kHz erzielt!

Über die Hälfte aller Geräte hat im AM-Teil 6 Kreise. In weitem Abstand folgen dann der 7- und 8-Kreiser, während andere Kategorien nur mit wenigen Typen vertreten sind. Beim FM-Teil hat

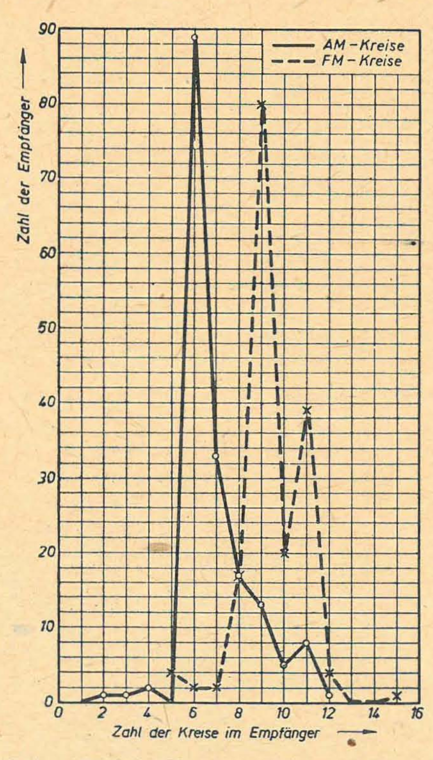


Bild 2: Zahl der Kreise bei AM und FM

nahezu die Hälfte der Geräte 9 Kreise; aber auch der 10- und 11-Kreiser ist stark vertreten. Bild 2 zeigt die Verteilung der

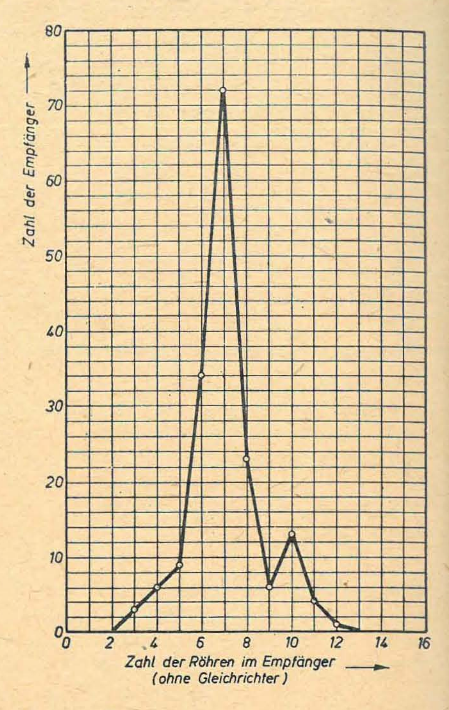


Bild 3: Zahl der Röhren in einem Empfänger (Gleichrichterröhre nicht mitgerechnet)

Kreiszahlen auf die AM- und FM-Bereiche.

Bei der Untersuchung der Röhrenzahl wurde die Gleichrichterröhre nicht mitgezählt. Von der meist üblichen Gepflogenheit, die Gleichrichterröhre mitzuzählen, den Trockengleichrichter aber nicht, wurde abgesehen, weil sich dann ein falsches Bild ergibt. Dagegen wurden Kristalldioden wie Röhren gezählt, da sie ja dieselbe Funktion ausüben wie Röhrendioden. Bild 3 zeigt die Verteilung der Röhrenzahl bei den Superhetempfängern. Der 7-Röhren-Empfänger ist vorherrschend. 86% der Empfänger sind mit Trockengleichrichtern ausgerüstet. Ihnen stehen 35 Empfänger mit Gleichrichterröhren gegenüber, wobei die AZ 11 zweimal, die AZ 12 zweimal, die AZ 41 sechsmal, die EZ 80 21 mal und die UY 41 viermal vertreten sind.

Charakteristisch für die diesjährigen Empfänger ist ihre Ausstattung mit Tasten. 158 Empfänger, also 93% aller Geräte, sind mit Tasten ausgerüstet. Die Tasten dienen in erster Linie zur Bereichsumschaltung. Daneben werden ihnen aber noch andere Aufgaben übertragen: Abschalten der Ferritstabantenne, Einschalten des Fernsehtones, Ortstaste u. a. m. Im letzteren Fall wird ein kleiner Doppeldrehkondensator an die Mittelwellenspule gelegt. Diesen Kondensator stimmt man (meist an der Hinterwand) nur einmal auf den Ortssender ab. Er ist das Abstimmaggregat für den Vorkreis und den Oszillatorkreis. Dagegen ist man mehr und mehr davon abgekommen, auch die Tonblende, Gegenkopplung usw. durch Tasten einzustellen. Bei einigen Spitzengeräten lassen sich auch einige Sendefrequenzen direkt durch die Tasten wählen.

Gegenüberstellung der Geräte 1952/53 und 1953/54

Art	1952/53		1953/54	
	Zahl	%	Zahl	%
Zahl der Netzsuper	153		171	
davon nur AM-Teil	8		2	
davon für AM/FM	145	100	169	100
mit HF-Stufe	114	78	148	83
hiervon EF 80/UF 80	53	46	33	22
EF 85/UF 85	18	15,8	17	11,5
EF 42	21	18,4	2	1,8
EF 41/UF 41	12	10,6	—	—
EC 92/UC 92	4	3,6	48	32
ECC 81	4	3,6	47	32
ECC 85	1	0,6		
AM-Mischung, multiplikativ				
mit ECH 81/UCH 81	96	66	148	86,5
mit ECH 42/UCH 42	49	34	8	6
AM-Mischung, additiv				
mit ECH 81/UCH 81	—	—	5	2,9
mit EC 92/UC 92	—	—	10	5,8
FM-Mischung, additiv				
mit EC 92/UC 92	65		107	63
mit ECC 81	6		49	29
mit ECC 85	1	0,6		
mit ECH 81/UCH 81			6	3,55
mit EF 42			2	1,2
mit EF 80/UF 80			4	2,4
EABC 80/UABC 80 als Diskriminator und NF-Verstärker	90	62	157	93
Endröhre EL 41/UL 41	115	80	62	36
EL 34	1	0,6		
EL 84	—	—	67	39
EL 12	11	7,6	13	7,5
Gegentakt			13	7,5

Als Diskriminator für FM beherrscht nach wie vor der Verhältnisgleichrichter (Ratiodetektor) das Feld. In 8 Fällen findet man daneben noch eine verbesserte Ausführung des Flankengleichrichters. Beim Ratiodetektor wird eine AM-Unterdrückung bis zu 1 : 50 erreicht. Kristalldioden wurden in 4 Geräten eingesetzt: einmal ein und dreimal je zwei Stück.

Die Mehrzahl der Empfänger (153 von 171) sind mit einem Magischen Auge ausgerüstet. Hierbei finden alle Typen Verwendung: EM 4, EM 11, EM 34, EM 35, DM 70, DM 71, UM 11, UM 35, in vielen Fällen (58 mal) auch die Miniaturabstimmanzeigeröhren EM 80, EM 85 und UM 85.

Obwohl die Erfahrung lehrt, daß der Kurzwellenbereich im Gegensatz zum UKW-Bereich verhältnismäßig wenig benutzt wird, verzichtet man nur in wenigen Fällen auf diesen, da man damit Verkaufsargumente aus der Hand geben würde. In einigen Fällen von Exportsupern und von Batteriesupern wurde der KW-Bereich sogar noch bis zu 159 m bzw. bis zu 187,5 m erweitert, damit man auch den Schiffs- und den Navigationsfunk aufnehmen kann. Und der Kurzwellenfreund kann Amateur- und Rundfunkkurzwellenstationen auf allen Bändern abhören. Da Hamburg neuerdings auf 151 kHz sendet, hat der Langwellenfunk in Westdeutschland an Bedeutung gewonnen und wurde bei mehreren Geräten auf über 2000 m erweitert.

Zur ZF-Gleichrichtung und NF-Vorverstärkung wird in 157 Fällen die EABC 80/UABC 80 benutzt. Die EBC 41 (viermal), die EAF 42/UAF 42 (19 mal) und die EBF 80 (neunmal) haben demgegenüber kaum noch Bedeutung.

Bei den Endröhren ist das Bild noch nicht eindeutig. Die EL 41/UL 41 wird noch 87 mal angewendet, die EL 84 aber bereits 81 mal. Als größere Endröhre findet man die EL 12 in 13 Geräten. Gegentaktendstufen mit 2 × EL 41 findet man fünfmal, mit 2 × EL 84 achtmal. Verbundröhren kommen nur in Kleinstsupern und in Einkreisern vor: die ECL 113 zweimal, die UCL 81 zweimal, die PCL 81 einmal.

Als Neuheit findet man bei einigen Spitzenempfängern einen Tonteil für den Fernsehempfänger eingebaut. Dadurch kann man den Fernsehempfänger vereinfachen, er braucht nur für die Bildwiedergabe eingerichtet zu werden. Für den Tonteil hat man dann den vorzüglich eingerichteten Niederfrequenzteil des Rundfunkempfängers zur Verfügung. Von einer wesentlichen Verbilligung des Fernsehempfängers hierdurch kann man aber kaum reden. Der Fernsehempfänger wird zwar dadurch etwa 100 DM billiger, der Rundfunkempfänger kostet dafür aber 50 DM mehr. Von der Firma Tonfunk werden zwei Verfahren angewendet. Einmal ist für den Fernsehtonfunk ein besonderer UKW-Eingang vorhanden. Die Rückwand des Empfängers trägt zum Empfang einen besonderen Fernsehdipol, es besteht also keine Verbindung mit dem Fernsehempfänger selbst. Ein andermal wird über ein konzentrisches abgeschirmtes Kabel die bereits verstärkte Zwischenfreqenz von 21 MHz aus dem Fernsehempfänger entnommen und in einer selbstschwingenden Triode mit einer Oszillatorfrequenz von 31,7 MHz überlagert, so daß eine neue Zwischenfrequenz von 10,7 MHz entsteht, die dann wie üblich weiterverstärkt wird. Krefft dagegen entnimmt dem Fernsehempfänger, der nach dem Intercarrierverfahren geschaltet ist, den Zwischenträger von 5,5 MHz. Die Frequenz wird verdoppelt, so daß f = 11 MHz ist. Sie entspricht damit der Zwischenfrequenz für FM, die bei diesem Empfänger nicht 10,7 MHz, sondern 11 MHz beträgt. Mehrere Empfänger haben zwar keinen Tonteil des Fernsehempfängers eingebaut, aber den Raum und die Anschlußmöglichkeit hierfür vorgesehen.

Auffallend ist, daß etwa die Hälfte aller Geräte zwei oder mehr Lautsprecher haben und daß als (zweiter) Hochtonlautsprecher in den meisten Fällen ein elektrostatischer Lautsprecher verwendet wird. Von den 169 AM/FM-Supern haben 78 Geräte einen Lautsprecher, 74 Geräte zwei Lautsprecher, 15 Geräte drei und 2 Geräte vier Lautsprecher. Als Hochtonlautsprecher findet 53 mal ein elektrostatischer, zehnmal ein Kristallautsprecher, fünfmal ein elektrodynamisches und sechsmal ein permanentdynamisches System Verwendung.

Neben dem eigentlichen Rundfunkempfänger gibt es noch 6 UKW-Vorsatzgeräte, und zwar nur UKW-Supervorsätze mit drei bzw. vier Röhren und acht bzw. neun Kreisen und Ratiodetektor. Pendler sind völlig vom Markt verschwunden.

Diese Analyse der westdeutschen Empfänger zeigt trotz aller technischen Fortschritte das typische Bild des rücksichtslosen Konkurrenzkampfes, der die Hersteller dazu zwingt, wegen des Absatzes oft unnötigen technischen Aufwand zu treiben, woraus sich vor allem die Vielzahl der Empfänger erklären läßt. Aus dieser Erkenntnis haben wir uns in der Deutschen Demokratischen Republik entschlossen, nur eine begrenzte Zahl von Rundfunkempfängertypen zu produzieren, die nach den noch notwendigen Erweiterungen allen berechtigten Ansprüchen der Verbraucher genügen wird.

Aufstellung der in den Netzsuperhets 1953/54 verwendeten Röhren

AZ 11	2×	EF 40	4×	EM 80	16×
AZ 12	2×	EF 41	129×	EM 85	36×
AZ 41	6×	EF 42	3×	EZ 80	21×
DM 70	3×	EF 43	2×	PCL 81	1×
EAA 91	2×	EF 80	36×	UABC 80	18×
EABC 80	139×	EF 85	58×	UAF 42	2×
EAF 42	17×	EF 89	1×	UC 92	14×
EB 41	4×	EF 93	38×	UCH 42	2×
EBC 41	4×	EF 94	5×	UCH 81	17×
EBF 80	9×	EL 11	1×	UCL 81	2×
EC 92	147×	EL 12	12×	UF 41	16×
ECC 40	5×	EL 12/375	1×	UF 80	7×
ECC 81	49×	EL 34	1×	UF 85	10×
ECC 85	1×	EL 41	69×	UL 41	18×
ECH 42	6×	EL 84	81×	UM 4	1×
ECH 81	115×	EM 4	21×	UM 11	1×
ECL 113	2×	EM 11	12×	UM 34	1×
EEL 71	1×	EM 34	34×	UM 35	5×
EF 12	1×	EM 35	16×	UM 85	6×
EF 12k	1×	EM 71	4×	UY 41	4×
Trockengleichrichter 148×			Kristalldioden 7×		

Mitteilung an unsere Leser

Die immer größer werdenden Aufgaben unserer Funkindustrie bei der wirtschaftlichen, politischen und kulturellen Entwicklung unserer Deutschen Demokratischen Republik erfordern auch eine ständige Weiterentwicklung der hierfür maßgebenden Zeitschriften. Im Verlag „Die Wirtschaft" erscheint neben der DEUTSCHEN FUNK-TECHNIK noch eine weitere Zeitschrift, die unsere Fachgebiete behandelt. Um die besten Fachbeiträge in einer Zeitschrift zu konzentrieren, wird der hochfrequenztechnische Teil der Zeitschrift „Das Elektrohandwerk" von unserer Zeitschrift mit übernommen. Mehr noch als bisher werden wir allgemeinverständliche Fachbeiträge veröffentlichen. Unser Bestreben, ständig mehr Menschen für die Funkindustrie zu interessieren und ihnen das notwendige theoretische Rüstzeug zu vermitteln, bringen wir auch nach außen hin zum Ausdruck, indem wir Sie, liebe Leser, ab Heft 4 (1954) mit einem neuen Gewand unserer Zeitschrift und mit dem neuen Titel

RADIO UND FERNSEHEN

begrüßen werden. Wir sind davon überzeugt, daß Sie dieser Zeitschrift das gleiche Vertrauen wie bisher der DEUTSCHEN FUNK-TECHNIK entgegenbringen werden und hoffen auf eine gute, erfolgreiche Zusammenarbeit mit allen alten und neuen Lesern.

Die Redaktion

Erfahrungsaustausch

Rundfunkgerätebauteile

[Siehe DEUTSCHE FUNK-TECHNIK Nr. 10 (1953) S. 320 und Nr. 1 (1954) S.22]

Zu dem Beitrag „Rundfunkgerätebauteile“ von Herrn Ing. Müller wurde im Heft 1 (1954) bereits die Stellungnahme des VEB Stern-Radio Sonneberg veröffentlicht. Wir möchten dazu ergänzend mitteilen, daß alle gerätebauenden Werke der RFT von uns angehalten sind und entsprechend kontrolliert werden, nur einwandfreie Bauelemente zu verarbeiten. Auch die Herstellerwerke dieser Teile werden durch uns einer scharfen Kontrolle unterzogen, und es ist festzustellen, daß die Reklamationen sehr stark nachgelassen haben. In enger Zusammenarbeit mit den Materiallieferanten wird darauf hingewirkt, daß auch das Ausgangsmaterial der geforderten Güte entspricht.

Ministerium für Maschinenbau
Bereich Allgemeiner Maschinenbau
HV. Radio- und Fernmeldetechnik
Technische Leitung

Erfahrungen mit dem RFT-Koffersuper 6 D 71

Mehrere RFT-Koffersuper 6 D 71, die ich zur Reparatur hatte, zeigten folgenden Fehler: Das linke Einstellrädchen zum Bedienen des Lautstärkereglers klemmte und war blockiert. Nach dem Ausbau ergab sich, daß der Vorwiderstand für die Röhrenheizung bei Netzbetrieb (1335 Ω) unmittelbar neben dem Einstellrädchen montiert ist. Durch die bei Netzbetrieb entstehende Wärme und die mangelhafte Wärmeabfuhr an dieser Stelle war die Achse des Einstellrädchens (Polystyrol!) deformiert und blockiert. Dieser Widerstand ist zweckmäßiger an einer anderen Stelle des Gerätes unterzubringen.

Und noch etwas: Das Gerät hat eine so gute Empfindlichkeit. Könnte nicht durch eine bescheidene Gegenkopplung der Klang etwas verbessert werden?

Werner Machur, Zittau

Die betriebssichere Beseitigung der Brummodulation im Netzteil von Allstromempfängern

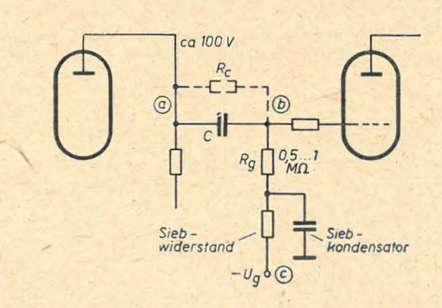
[Siehe DEUTSCHE FUNK-TECHNIK Nr. 1 (1953) S. 27]

Jedem Reparateur wird es bekannt sein, daß die in dem Beitrag von W. Schuldt in der DEUTSCHEN FUNK-TECHNIK Nr. 1 (1953) erwähnten Kondensatoren C_1 und C_2 für die angegebenen Spannungen dimensioniert sein müssen; denn mangelhafte Spannungsfestigkeit von C_2 ist einer der Hauptfehler bei allen Geräten. Allerdings waren solche Kondensatoren mit $^1/_3$ kV in den letzten Jahren kaum zu erhalten, und es bestand nur die Möglichkeit, zwei Kondensatoren mit 500/1500 V hintereinander zu schalten. Selbst unsere Industrie verwendet im RFT-Kleinsuper „Oberhof“ 43/52 GWP für C_2 die Type 0,1 µF, 500 V=.

Weit größeren Schaden richten aber die Rollkondensatoren mit ungenügender Isolation an, und zwar:

Kopplungskondensatoren zum Gitter der Endröhre

Aus der nebenstehenden Schaltung ist ersichtlich, daß der Isolationswiderstand R_g mit dem Gitterableitwiderstand 0,5 bis 1 MΩ einen Spannungsteiler bildet, der an 100 V liegt. Ist R_c = 100 MΩ und R_g = 1 MΩ, so bildet sich am Gitter eine positive Spannung von etwa 1 V, die der negativen Gittervorspannung entgegenwirkt und dadurch den Anodenstrom ansteigen läßt. Bei vollautomatischer Gittervorspannungserzeugung ist dieser Fehler leicht durch Messen der Gittervorspannung festzustellen. Bei der halbautomatischen Gittervorspannungserzeugung muß zur Kontrolle ein Milliamperemeter parallel zum Ausgangstransformator geschaltet werden. Wenn die Punkte a und c verbunden werden, darf die Katodenspannung bzw. der Anodenstrom nicht sinken, sofern der Kondensator C gute, ausreichende Isolation hat. Diese Messung kann gleich zum Prüfen der Endröhre auf Gitterstrom (Gas) ausgenutzt werden. Verbindet man, nach vorausgegangener Prüfung von C, Punkt b mit Punkt c, so darf sich an den Meßwerten nichts ändern, andernfalls hat die Röhre Gas. Der Gitterableitwiderstand kann aber auch defekt sein, oder der Siebkondensator (sofern vorhanden) hat schlechte Isolation und bildet

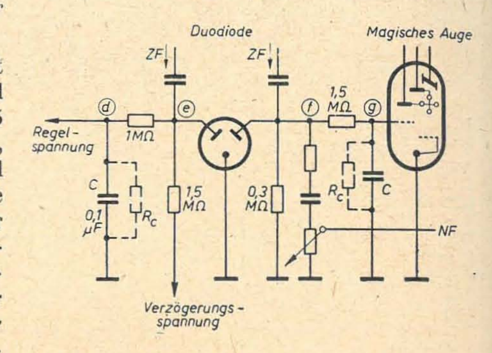


einen Spannungsteiler, der die wirksame Vorspannung herabsetzt. Letzteres ist besonders beim Verwenden von Niedervoltelkos hinter dem Siebwiderstand zu beachten.

Siebkondensatoren in der Regelleitung

Die von der Diode erzeugte Regelspannung wird teilweise durch schlechte Isolation der Siebkondensatoren C entsprechend dem entstehenden Spannungsteilerverhältnis verringert. Bei stark einfallenden Sendern reicht der Regelbereich nicht aus, und Verzerrungen (Pfeifstellen und Übersteuerungen) sind die Folge. Ist der Kondensator am Gitter der Abstimmanzeigeröhre defekt, so verringert sich die Steuerspannung durch die entstehende Spannungsteilung.

Diese Kondensatoren können nur durch Messen der Regelspannungen mit absolut leistungslos messenden Röhrenvoltmetern untersucht werden, sofern man das einseitige Ablöten zur Isolationsmessung vermeiden will. An den Punkten e und d bzw. f und g müssen dieselben Spannungen zu messen sein. Röhrenvoltmeter mit einem Eingangswiderstand von etwa 20 MΩ fälschen das Meßergebnis durch die entstehende Spannungsteilung bereits um etwa 10 bis 20%.



Die Anschaffung bzw. Anfertigung eines leistungslos messenden Röhrenvoltmeters ist in der Reparaturpraxis von großem Nutzen, da bekanntlich während des Meßvorganges keine Spannungsveränderungen auftreten können. Selbst die Schwingspannung des Oszillators kann damit direkt gemessen werden. Die dabei auftretende kleine Verstimmung des Oszillators ist nicht kritisch und durch Nachregeln der Abstimmung wieder auszugleichen.

Ing. Kurt Wenske, Reinsdorf b. Artern

Zahlreiche Leserzuschriften gaben uns Anlaß, mit der Buchbinderei Günter Otto, Mahlow, Kreis Zossen, Drosselweg 11, zu vereinbaren, Einbanddecken für unsere Zeitschrift DEUTSCHE FUNK-TECHNIK herzustellen.

Bei Bestellungen, die an die oben erwähnte Anschrift zu richten sind, ist für eine Einbanddecke der Betrag von 2,30 DM (einschließlich Porto) im voraus auf das Postscheckkonto Berlin 26720 zu überweisen.

Von der gleichen Buchbinderei werden die Jahrgänge 1952 und 1953 in einem Einband für 5,50 DM und 0,80 DM Porto geliefert. Auf Wunsch kann man die beiden Jahrgänge auch einzeln gebunden erhalten. In diesem Fall betragen die Kosten 11,– DM und 0,80 DM Porto.

Wir bitten unsere Leser, wenn Sie der Buchbinderei die Hefte zum Einbinden übersenden, im Begleitschreiben zu vermerken, ob die Jahrgänge 1952 und 1953 in einem Band oder in zwei Bänden geliefert werden sollen.

Ist beabsichtigt, die Umschlagseiten der Zeitschriften wegen der darauf befindlichen Mitteilungen des Observatoriums Kühlungsborn mit einbinden zu lassen, so ist die Buchbinderei ebenfalls darauf hinzuweisen.

Unser Bild zeigt die Jahrgänge 1952/1953 in einem Einband. Die Einbanddecke wird aus dunkelblauem Lederpapier mit Kunstlederrücken hergestellt. *Die Redaktion*

J. PACHOMOW

Entnommen aus der sowjetischen Zeitschrift „RADIO" Nr. 2 (1953)
Übersetzer: Kurt Langosch

Gedruckte Transformatoren

In der Nachkriegszeit und auch bereits während des Krieges wurden zahlreiche Herstellungsverfahren für Rundfunkgeräte, Schaltelemente sowie für Einzelteile bedeutend vervollkommnet und neu entwickelt, zu denen insbesondere das Verfahren für die Herstellung von gedruckten Transformatorenwicklungen gehört.

Das fertigungstechnische Schema für die Herstellung von gedruckten Transformatoren zeigt Bild 2. Von der Rolle 1 bewegt sich ein mit Bakelitlack getränktes Papier oder Glasgewebeband von links nach rechts und gelangt zwischen zwei Walzen, die auf das Band einen besonderen Klebstoff auftragen, der von der unteren Walze einem Klebstoffbehälter entnommen wird.

Gleichzeitig führt man von der Rolle 2 einen Streifen Kupferfolie an die vorgewärmten Preßwalzen, die beide Bänder fest miteinander verbinden. Anschließend kommt das Band mit der aufgeklebten Folie zum Druckwerk. Hier wird auf das Band die „Zeichnung" der Wicklung mit einer säurefesten Farbe aufgedruckt. Mit Hilfe einer Farbwalze wird der Farbstoff einem besonderen Behälter entnommen.

Vom Druckwerk gelangt das Band in ein Ätzbad, in dem die nicht mit Farbe abgedeckten Stellen der Folie chemisch entfernt werden. Die auf der Bakelitfolie entstehende metallische Wicklung wird mit alkalischer Lauge neutralisiert, in einem Wasserbad gespült und weiter in einem warmen Luftstrom getrocknet.

Ein Schnittwerkzeug stanzt die für die Trafobleche erforderlichen rechtwinkligen Durchbrüche aus, wonach eine Schere bestimmte Abschnitte des Bandes abtrennt.

Ein Fließband befördert die Abschnitte der Transformatorwicklung zur Montage.

Bild 3 zeigt schematisch die Anordnung der einzelnen Wicklungselemente des Transformators auf dem Band. Jeder Abschnitt der Transformatorwicklung wird einmal der Länge nach in der Mitte und dann als Leporello gefalzt (Bild 1). Gedruckte Übergänge verbinden je zwei benachbarte Wicklungselemente. Um eine ununterbrochene Wicklung zu erreichen, werden die Enden dieser Elementpaare miteinander verbunden.

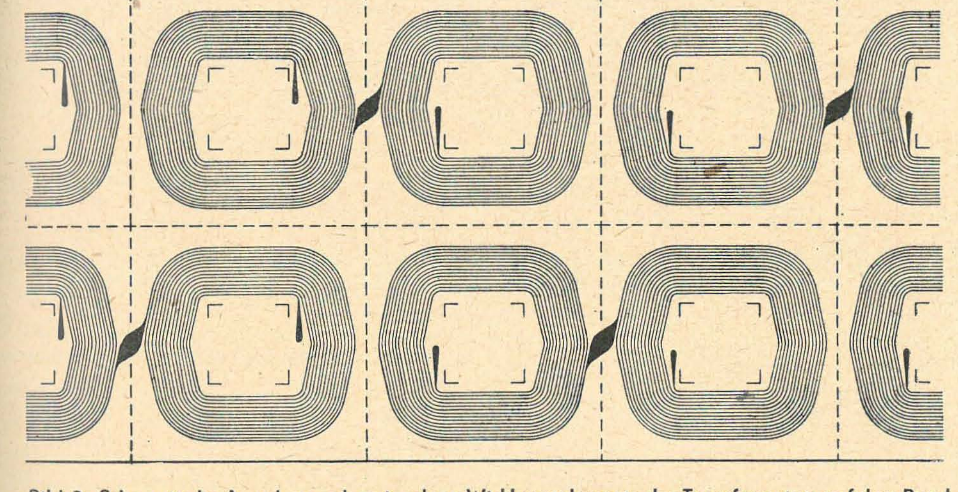


Bild 3: Schematische Anordnung der einzelnen Wicklungselemente des Transformators auf dem Band

Ein Kurzschluß zwischen den einzelnen Wicklungselementen wird durch dünnes Isolierpapier vermieden. In das zusammengepreßte Paket der einzelnen Wicklungsabschnitte werden nunmehr die Transformatorbleche eingelegt.

Das beschriebene Fertigungsverfahren ist nicht nur für die Fertigung von Transformatoren mit einer geringen Anzahl von Windungen eines großen Kupferquerschnittes geeignet, sondern läßt auch die Fertigung von Transformatoren mit einer großen Anzahl dünner Windungen zu. Es ist möglich, auf jeden Millimeter der Unterlage vier Windungen aufzudrucken.

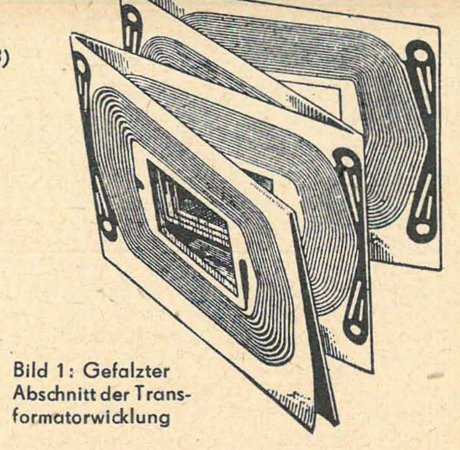


Bild 1: Gefalzter Abschnitt der Transformatorwicklung

Die innen liegenden Windungen des Transformators erwärmen sich durch die ungünstigere Wärmeabfuhr stärker als die äußeren Windungen. Bei der Herstellung von gedruckten Transformatorenwicklungen bereitet es jedoch keine Schwierigkeiten, die innen liegenden Windungen mit einem größeren Abstand voneinander anzuordnen, während die äußeren enger liegen. Unter diesen Umständen läßt sich in der gesamten Transformatorwicklung eine gleichmäßige Betriebstemperatur erreichen.

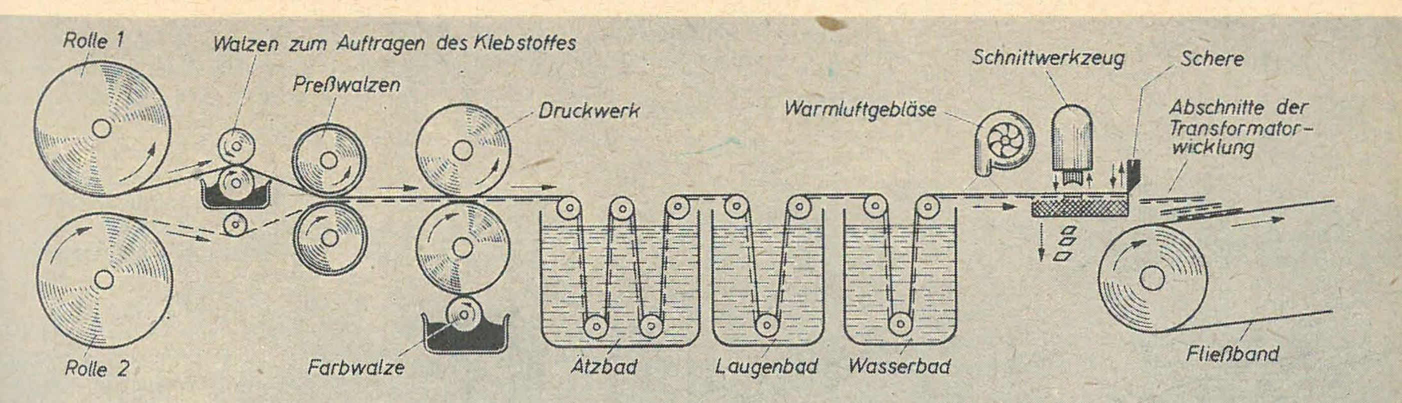
Gedruckte Wicklungen können hoch belastet werden, ohne daß einzelne Windungen von der Unterlage abblättern. Auch die erzielte Durchschlagsspannung zwischen nebeneinander liegenden Leitern ist sehr hoch.

Kupferfolie kann zum Beispiel bei einer Stärke von 0,35 mm und einer Breite von 1,6 mm auf Bakelitunterlage bei genügender Kühlung mit 10 A belastet werden.

Zwischen zwei in einem Abstand von 0,8 mm auf der Bakelitunterlage gedruckten Windungen lassen sich Durchschlagsspannungen bis 1800 V erreichen.

Gegenwärtig wendet man dieses Herstellungsverfahren für gedruckte Wicklungen auch in der Elektromaschinenindustrie an. So können zum Beispiel auch die Wicklungen von Elektromotoren gedruckt werden. Dient hierbei Glasgewebe als Unterlage, dann ist eine besonders hohe Betriebstemperatur der Motoren zulässig.

Bild 2: Fertigungstechnisches Schema für die Herstellung von gedruckten Transformatoren

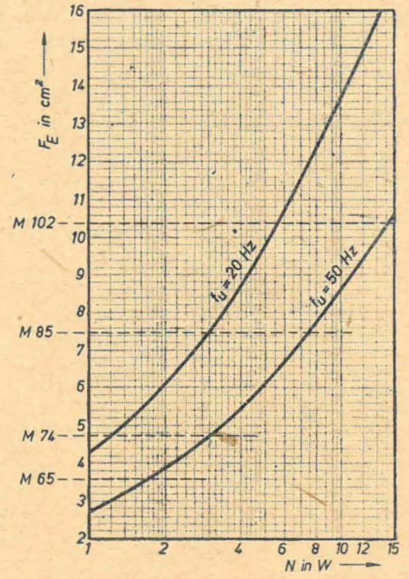


WERNER TAEGER

Ausgangsübertrager

Zum Anpassen der Endstufe im Rundfunkempfänger oder Verstärker an einen oder mehrere Lautsprecher und sonstige Leistungsverbraucher, wie zum Beispiel Schneidedosen zur Aufnahme von Schallplatten, dient der Ausgangsübertrager. Neben der Funktion eines gewöhnlichen Übertragers, nämlich der Spannungsübersetzung entsprechend den verschiedenen Widerständen (Impedanzen) hat der Ausgangsübertrager außerdem noch die Aufgabe eines Leistungsübertragers zu erfüllen. Bei Eintaktschaltungen durchfließt, abgesehen vom Wechselstrom, auch ein nicht unerheblicher Gleichstrom die Primärwicklung des Übertragers, und zwar der Anodengleichstrom der Endröhre. Den durch die Vormagnetisierung auftretenden Verzerrungen begegnet man durch Einfügen eines Luftspaltes von einigen Zehnteln Millimetern in den Eisenkern. Bei Gegentaktendstufen werden die beiden Primärwicklungshälften von den Anodenströmen der beiden im Gegentakt arbeitenden Röhren im entgegengesetzten Sinne durchflossen, so daß keine Vormagnetisierung auftreten kann. Theoretisch könnte in diesem Falle ein Luftspalt im Eisenkern entfallen. Da aber die Anodengleichströme wegen der Streuung der Röhrendaten nur selten genau übereinstimmen, fließt also ein wenn auch geringer Ausgleichsstrom, der zu Verzerrungen führen könnte, wenn auf den Luftspalt verzichtet wird.

Wegen des einfachen Stopfens des Kernes verwendet man gern die sogenannten Mantelschnitte (abgekürzt M-Schnitte). Die Abmessungen der genormten M-Schnitte mit verschiedenen Luftspaltbreiten sind im Normblatt DIN 41302 zusammengestellt. Die Schichthöhe oder Paketstärke ist bis heute noch nicht durch die Normung festgelegt, man wählt sie jedoch möglichst so, daß ein quadratischer Querschnitt des Mittelsteges entsteht. In der Tabelle sind alle Daten der



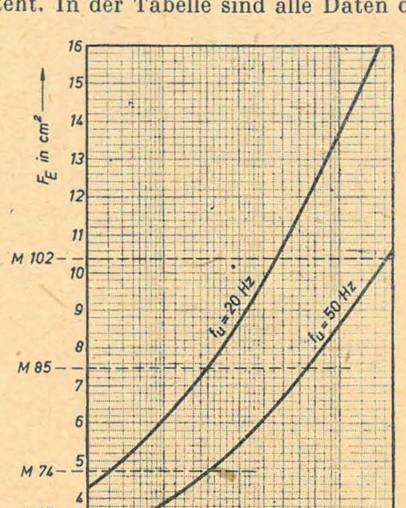
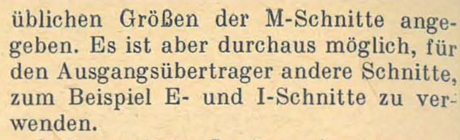


Bild 1: Wirksamer Eisenquerschnitt F_E = 0,9 F als Funktion der Ausgangsleistung und der unteren Grenzfrequenz für f_u = 20 Hz und 50 Hz.

$$F_E = 19{,}4 \sqrt{\frac{N}{f_u}} = 1{,}94 \sqrt{\frac{100\,N}{f_u}}$$



üblichen Größen der M-Schnitte angegeben. Es ist aber durchaus möglich, für den Ausgangsübertrager andere Schnitte, zum Beispiel E- und I-Schnitte zu verwenden.

Sollen mehrere Lautsprecher an einen Verstärkerausgang angeschlossen werden, so empfiehlt es sich, genormte Lautsprecher zu benutzen. Demgemäß wird auch der sekundäre Anpassungswiderstand des Ausgangsübertragers genormt. Nach der DIN-Vorschrift 45560 wird der Übertrager derart ausgelegt, daß er sekundärseitig eine Spannung von 100 V abgibt. Man kann nun wie an einem Lichtnetz mit genormter Spannung soviele Lautsprecher verschiedener Leistung anschließen, daß die Gesamtleistung gleich der abgebbaren Leistung der Endstufe wird.

Die Eingangswiderstände genormter Lautsprecher mit zugehörigem Übertrager für die üblichen Leistungen sind:

1,5 W	3 W	6 W	12,5 W	25 W
6400 Ω	3200 Ω	1600 Ω	800 Ω	400 Ω

Am Ausgang der Verstärker ergeben sich demgemäß die Anpassungswiderstände:

25 W	75 W	250 W	750 W
400 Ω	135 Ω	40 Ω	13,3 Ω

Aus der Vorschrift einer effektiven Wechselspannung von 100 V am Verstärkerausgang ergeben sich die genannten Werte einfach aus der Gleichung

$$N = \frac{U^2}{R} = \frac{100^2}{R} \text{ oder } R = \frac{100^2}{N} = \frac{10\,000}{N}.$$

Schließt man zum Beispiel an einen Verstärker mit 25 W Ausgangsleistung zwei parallel geschaltete Lautsprecher mit je

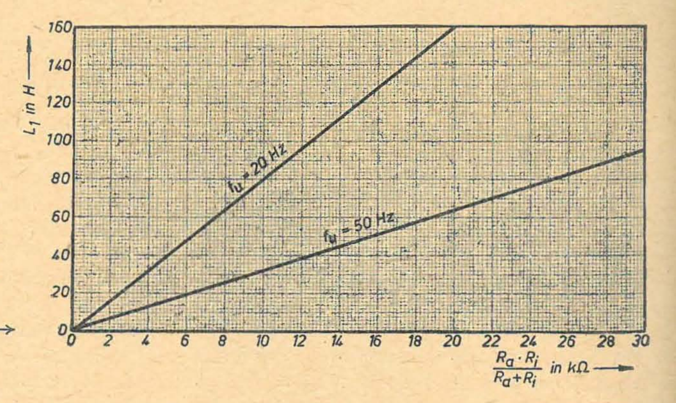
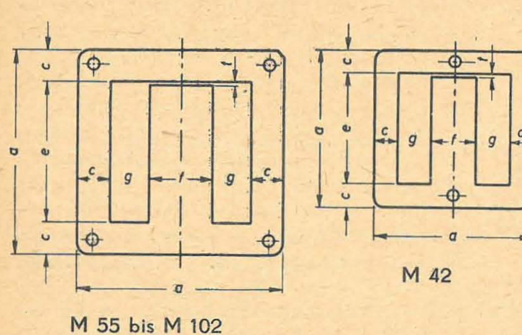
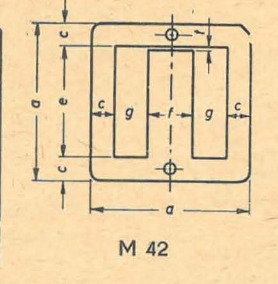


Bild 2: Primärinduktivität L_1 als Funktion des resultierenden Widerstandes $R_a \| R_i$ →



M 55 bis M 102

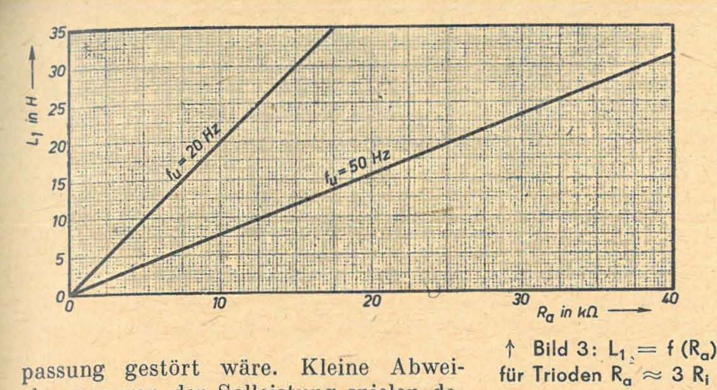


M 42

Tabelle

DIN-Bezeichnung		M 42	M 55	M 65	M 74	M 85	M 102
Höhe und Breite a	cm	4,2	5,5	6,5	7,4	8,5	10,2
Stegbreite und Pakethöhe f	cm	1,2	1,7	2,0	2,3	2,9	3,4
Querschnitt des Eisenkerns einschließlich der Blechisolation F = f²	cm²	1,44	2,89	4,0	5,29	8,41	11,56
Wirksamer Eisenquerschnitt F_E = 0,9 · F (Eisenfüllfaktor: 0,9)	cm²	1,30	2,60	3,60	4,76	7,57	10,40
Mittlere Kraftlinienlänge l_E im Eisen	cm	10,2	13,0	15,4	17,6	19,7	23,8
Fensterquerschnitt F_f	cm²	2,7	4,0	5,6	7.1	7,6	11,6
Wicklungsquerschnitt F_W	cm²	1,9	2,8	3,9	5,2	5.4	8,0
Blechberandung c	cm	0,6	0,85	1,0	1,15	1,45	1,7
Fensterbreite e	cm	3,0	3,8	4,5	5,1	5,6	6,8
Fensterhöhe g	cm	0,9	1,05	1,25	1,4	1,35	1,7
Bohrung der Befestigung d	mm	3,2	3,3	4,3	4,5	4,5	6,0
Luftspaltbreite t	mm	0,5	0,5	0,5	0,5	—	—
		1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
		—	—	—	—	2,0	2,0

12,5 W Leistung an, so ergibt sich aus der obenstehenden Aufstellung für jeden ein Anpassungswiderstand von 800 Ω. Der resultierende Widerstand bei der Parallelschaltung ist $\frac{1}{2} \cdot 800 = 400\ \Omega$, was mit dem Anpassungswiderstand für den 25-W-Verstärker übereinstimmt. Soll nur einer der beiden 12,5-W-Lautsprecher an diesem Verstärker betrieben werden, so ist für den nichtangeschlossenen Lautsprecher ein Ohmscher Ersatzwiderstand von 800 Ω, der eine Leistung von 12,5 W verträgt, dem in Betrieb befindlichen Lautsprecher parallel zu schalten, da im anderen Falle die An-



↑ Bild 3: $L_1 = f(R_a)$ für Trioden $R_a \approx 3\,R_i$

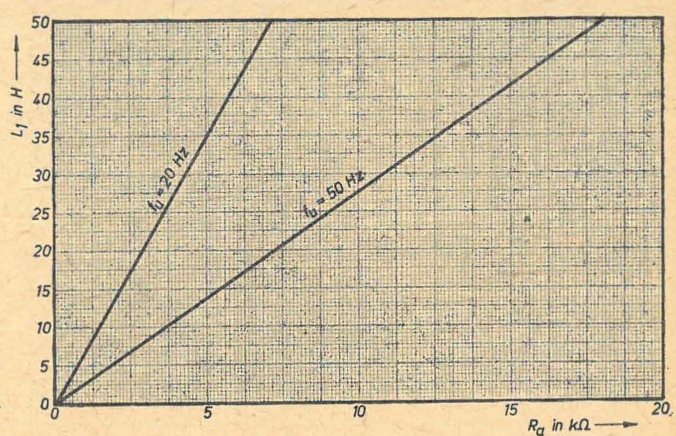


Bild 4: $L_1 = f(R_a)$ → für Pentoden $R_a \approx 0{,}15\,R_i$

passung gestört wäre. Kleine Abweichungen von der Solleistung spielen dagegen keine Rolle. Wenn man an denselben Verstärker zwei 6-W-, drei 3-W- und zwei 1,5-W-Lautsprecher anschließt, so ist die Gesamtleistung nur 24 W (statt 25 W). Die Ausrechnung des resultierenden Widerstandes aus den Einzelwiderständen 1600 || 1600 = 800 Ω, 3200 || 3200 || 3200 = 1067 Ω und 6400 || 6400 = 3200 Ω ergibt 398 Ω statt des vorgeschriebenen Wertes von 400 Ω, der Anpassungsfehler beträgt somit nur 0,5%.

Die erste Aufgabe beim Berechnen eines Ausgangsübertragers besteht in der Bestimmung des erforderlichen Eisenquerschnittes. Bedeutet N die Sprechleistung der Endstufe und f_u die untere Grenzfrequenz, die noch übertragen werden soll (im allgemeinen 20 bis 50 Hz), so errechnet sich der effektive Eisenquerschnitt $F_E = 0{,}9 \cdot F$ aus der Formel

$$F_E = 1{,}94 \sqrt{\frac{100 \cdot N}{f_u}} \text{ in cm}^2. \quad (1)$$

Die maximal zulässige Induktion ist dabei mit $\mathfrak{B} = 4000$ Gauß angenommen, höhere Werte sollte man im Interesse einer unverzerrten Wiedergabe nicht zulassen. Im Bild 1 ist zum Erleichtern der Rechnung F_E als Funktion von N für die Grenzfrequenzen $f_u = 20$ Hz und $f_u = 50$ Hz aufgetragen. Zu dem gefundenen Eisenquerschnitt wählt man aus der Tabelle den passenden Schnitt aus, wobei man besser den nächsthöheren M-Schnitt als aus Sparsamkeitsgründen einen zu kleinen wählen soll. Für zwei Röhren EL 11 in Gegentakt-A-Betrieb ist zum Beispiel die Gesamtsprechleistung $N = 2 \cdot 4{,}5 = 9$ W; die untere Grenzfrequenz sei 50 Hz. Nach (1) ist der erforderliche Eisenquerschnitt

$$F_E = 1{,}94 \sqrt{\frac{900}{50}} = 8{,}23 \text{ cm}^2.$$

Aus der Tabelle ist dazu der M-Schnitt M 102 auszuwählen, der nächstkleinere M 85 hat nur ein $F_E = 7{,}57$ cm², wäre also zu gering! Für die Wiedergabe der tiefen Frequenzen ist der Leerlaufwiderstand der Primärwicklung des Übertragers maßgebend. Die Induktivität L_1 muß möglichst groß sein. Man berechnet sie aus der verlangten unteren Grenzfrequenz f_u und dem resultierenden Widerstand von $R_i \,||\, R_a$ nach der Beziehung

$$L_1 = \frac{0{,}16}{f_u} \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} = \frac{0{,}16}{f_u} \cdot \frac{R_a}{1 + \frac{R_a}{R_i}} \text{ in H.} \quad (2)$$

R_i = Innenwiderstand und R_a = Außenwiderstand entnimmt man einer Röhrentabelle. Im Bild 2 ist für $f_u = 20$ Hz und $f_u = 50$ Hz der Zusammenhang zwischen L_1 und $R_i \,||\, R_a$ grafisch dargestellt. Da angenähert als günstigstes Widerstandsverhältnis für Trioden $\frac{R_a}{R_i} \approx 3$ (Überanpassung) und für Pentoden $\frac{R_a}{R_i} \approx 0{,}15$ (Unteranpassung) gilt, ist für beide Röhrenarten L_1 in Abhängigkeit von R_a in den Bildern 3 und 4 nochmals dargestellt worden. Weiter ist nun dem Bild 5 die an der Primärwicklung des Übertragers liegende Wechselspannung u_{pr} in Abhängigkeit vom Produkt $N \cdot R_a$ nach der Beziehung

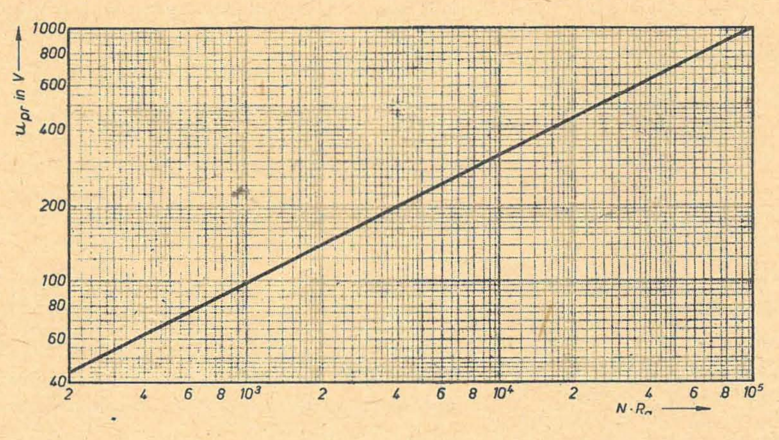


Bild 5: Die an der Primärwicklung des Übertragers liegenden Wechselspannung u_{pr} als Funktion des Produktes Leistung mal Außenwiderstand der Endröhre (n) $u_{pr} = \sqrt{N \cdot R_a}$ in Volt

$$N = \frac{(u_{pr})^2}{R_a}, \; u_{pr} = \sqrt{N \cdot R_a} \text{ in V} \quad (3)$$

(N in W, R_a in Ω)

zu entnehmen. Die je Volt Primärspannung notwendige Windungszahl w_v errechnet sich, wieder für eine maximale Induktion im Eisen von $\mathfrak{B} = 4000$ Gauß, aus der Formel

$$w_v = \frac{6250}{F_E \cdot f_u} \text{ Windungen/V} \quad (4)$$

und kann aus Bild 6 abgelesen werden. Aus (3) und (4) ergibt sich die Primärwindungszahl des Übertragers

$$w_{pr} = w_v \cdot u_{pr}. \quad (5)$$

An dieser Stelle der Rechnung ist eine Nachprüfung des tatsächlichen Wertes von L_1 einzuschalten, ob dieser auch die in (2) aufgestellte Forderung nach der Mindestinduktion befriedigt. Für die Induktivität einer Spule auf einem Eisenkern mit Luftspalt δ gilt die Formel

$$L_1 = \frac{0{,}4 \cdot \pi \cdot F_E \cdot w_{pr}^2 \cdot 10^{-8}}{\delta + 1{,}1 \cdot \frac{l_E}{\mu}} \text{ in H.}$$

Die Permeabilität μ ist aus d m Quotienten $\frac{\mathfrak{B}}{\mathfrak{H}}$ zu bestimmen, dabei ist $\mathfrak{B} = 4000$ Gauß und die magnetische Feldstärke

$$\mathfrak{H} = \frac{0{,}4 \cdot \pi \cdot w_{pr} \cdot i_a}{l_E},$$

hier ist i_a der Anodengleichstrom in A. Wird diese Beziehung eingesetzt und die Gleichungen (4) und (5) berücksichtigt,

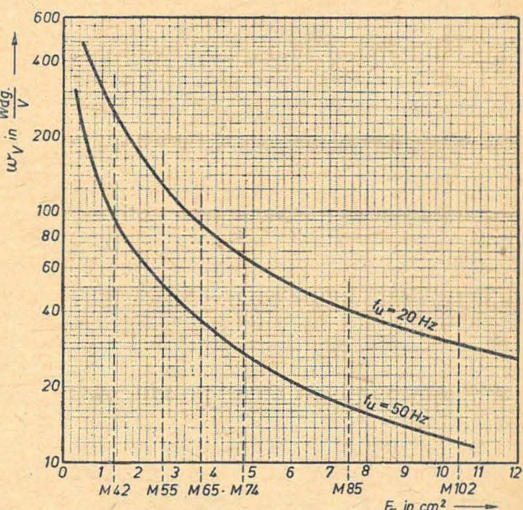


Bild 6: Windungszahl je Volt w_v in Abhängigkeit vom effektiven Kernquerschnitt F_E, $w_v = \frac{6250}{F_E \cdot f_u}$

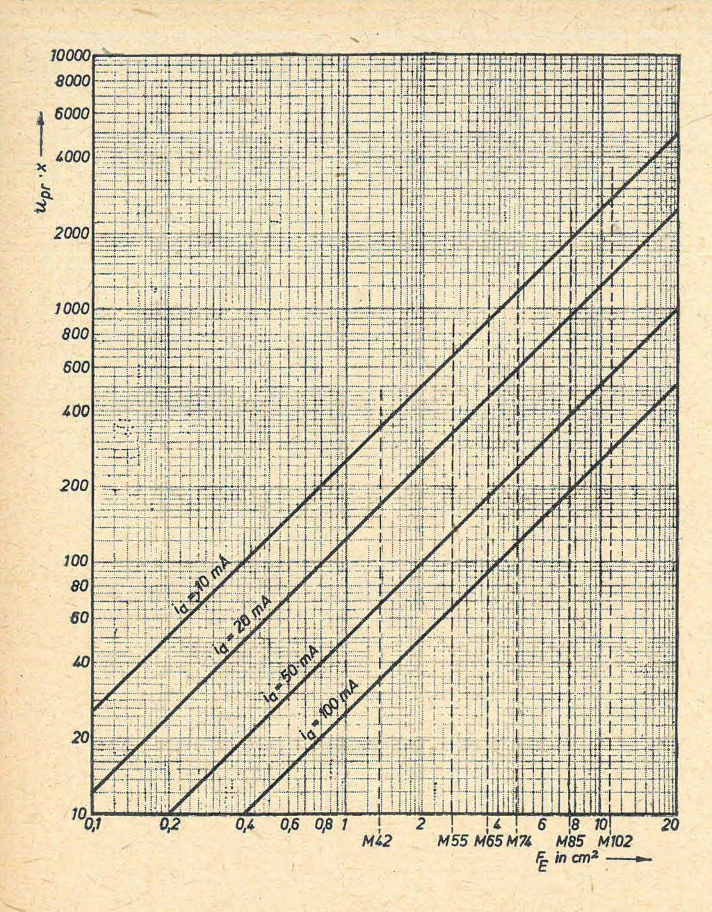


Bild 7: Die Funktion $u_{pr} \cdot x = \frac{\delta \cdot f_u \cdot F_E}{i_a}$ für: $\delta = 0{,}5$ mm, $f_u = 50$ Hz oder $\delta = 1$ mm, $f_u = 25$ Hz oder $\delta = 2$ mm, $f_u = 12{,}5$ Hz

so ergibt sich schließlich die für das praktische Rechnen bequeme Gleichung

$$\frac{L_1 \cdot i_a}{u_{pr}} = \frac{0{,}227}{f_u\,(1 + 0{,}463 \cdot x)}\ \text{in}\ \frac{H \cdot A}{V}, \qquad (6)$$

wobei zur Abkürzung

$$x = \frac{\delta \cdot f_u \cdot F_E}{u_{pr} \cdot i_a} \qquad (6a)$$

gesetzt wurde; der Luftspalt δ ist hierbei in cm einzusetzen!

Diese Zusammenhänge sind in den Bildern 7 bis 9 veranschaulicht. Bei der Auswertung ist so vorzugehen, daß aus Bild 7 bzw. 9 für den zunächst probeweise festgelegten Luftspalt δ und die geforderte untere Grenzfrequenz f_u die Hilfsgröße x bzw. das Produkt $u_{pr} \cdot x$ für den bereits festgelegten Eisenquerschnitt F_E bestimmt wird. Bei einer Division durch die bekannte Primärspannung u_{pr} erhält man nun die Hilfsgröße x selbst. Schließlich findet man mit x aus Bild 8 den Wert $L_1 \left(\frac{f_u \cdot i_a}{u_{pr}}\right)$, aus dem dann leicht die Primärinduktivität L_1 zu berechnen ist. Sind zum Beispiel $i_a = 50$ mA, $u_{pr} = 100$ V, $F_E = 1{,}3$ cm² (M 42) und soll die untere Grenzfrequenz $f_u = 25$ Hz, der Luftspalt $\delta = 0{,}1$ cm betragen (ebensogut könnte $f_u = 50$ Hz und $\delta = 0{,}05$ cm gewählt werden, es kommt hier nur auf das Produkt dieser beiden Größen an), so ist zunächst das Diagramm Bild 7 heranzuziehen. Für $F_E = 1{,}3$ cm² und $i_a = 50$ mA entnimmt man dem Schaubild für das Produkt $u_{pr} \cdot x$ den Wert 60. Bei $u_{pr} = 100$ V ergibt x = 0,60.

Aus Bild 8 erhält man nun für x = 0,60 auf der Ordinate den Wert 0,18. Die Primärinduktivität selbst errechnet sich aus

$$L_1 = \frac{u_{pr} \cdot 0{,}18}{f_u \cdot i_a} = \frac{100 \cdot 0{,}18}{25 \cdot 0{,}06} = 12\,H$$

für $f_u = 25$ Hz und $\delta = 1$ mm bzw. $L_1 = 6$ H für $f_u = 50$ Hz und $\delta = 0{,}5$ mm.

Es ist somit festzustellen, daß die Primärinduktivität um so größer werden muß, je kleiner die untere Grenzfrequenz, die noch übertragen werden soll, gewählt wird.

Das auf diese Weise gefundene L_1 soll mindestens gleich, besser noch etwas größer sein als der in (2) geforderte Wert. Ist das tatsächliche L_1 kleiner als der geforderte Wert, so muß die bisherige Rechnung mit einer kleineren Induktion im Eisen (etwa 3500 Gauß) oder mit kleinerem Luftspalt, das heißt mit einem größeren Eisenquerschnitt F_E wiederholt werden.

Nun ist noch die richtige Verteilung des Kupfers zu ermitteln. Der Wicklungsquerschnitt F_W, welcher der Tabelle zu entnehmen ist, soll voll ausgenutzt werden. Der Kupferfüllfaktor ist hierbei etwa gleich 0,5 zu setzen. Teilt man den verbleibenden Wicklungsquerschnitt $\frac{1}{2} F_W$ gleichmäßig zwischen Primär- und Sekundärwicklung auf, so stehen für jede etwa 25% des gesamten Wickelraumes zur Verfügung. Es ist dann anzusetzen

$$\frac{w_{pr} \cdot \pi \cdot d_{pr}^2}{4} = \frac{1}{4} \cdot F_W \cdot 100 \quad (F_W \text{ in cm}^2).$$

$$d_{pr} = 0{,}56 \sqrt{\frac{100 \cdot F_W}{w_{pr}}} \text{ in mm} \qquad (7)$$

ist die Drahtstärke der Primärwicklung.

Um die Sekundärwicklung zu bestimmen, muß das Übersetzungsverhältnis ü bekannt sein. Ist zum Beispiel beim Anschluß eines Lautsprechers der Scheinwiderstand R_s' der niederohmigen Schwingspule unbekannt, so mißt man den Gleichstromwiderstand R_{gl} und erhält den Wechselstromwiderstand durch Multiplikation mit 1,25.

$$R_s' = 1{,}25 \cdot R_{gl}. \qquad (8)$$

Das Übersetzungsverhältnis ü ist dann

$$ü = \frac{w_{pr}}{w_{sek}} = \sqrt{\frac{R_a}{R_s'}}. \qquad (9)$$

Daraus ergibt sich die Sekundärwindungszahl

$$w_{sek} = \frac{w_{pr}}{ü} \qquad (10)$$

und die Drahtstärke der Sekundärwicklung analog (7)

$$d_{sek} = 0{,}56 \sqrt{\frac{100 \cdot F_W}{w_{sek}}} \text{ in mm.} \qquad (11)$$

Eine Kontrolle über die Belastung des Kupfers gewinnt man wie folgt: Der Primärwechselstrom ist

$$i_{pr} = \frac{N}{u_{pr}}, \qquad (12a)$$

entsprechend der Sekundärstrom

$$i_{sek} = ü \cdot i_{pr}. \qquad (12b)$$

Damit ergeben sich die Strombelastungen

$$s_{pr} = \frac{i_{pr}}{q_{pr}} = \frac{1{,}27 \cdot i_{pr}}{d_{pr}^2}$$

und

$$s_{sek} = \frac{1{,}27 \cdot i_{sek}}{d_{sek}^2} \qquad (12c)$$

(i in A, d in mm).

Die Strombelastung soll möglichst nicht über $1 \frac{A}{mm^2}$ liegen $\left(\text{Höchstwert } 2 \frac{A}{mm^2}\right)$.

Nun ist noch zu untersuchen, wie sich unser Übertrager bei der oberen Grenzfrequenz f_o verhält. Von einem guten Ausgangsübertrager muß man verlangen, daß er noch Frequenzen bis 16000 Hz einwandfrei überträgt. An dieser Forderung sollte man unbedingt festhalten, wenn der Übertrager in einem Empfänger mit UKW-Teil eingebaut werden soll; denn die Wiedergabe der hohen Frequenzen ist ja gerade einer der Vorzüge des UKW-Rundfunks.

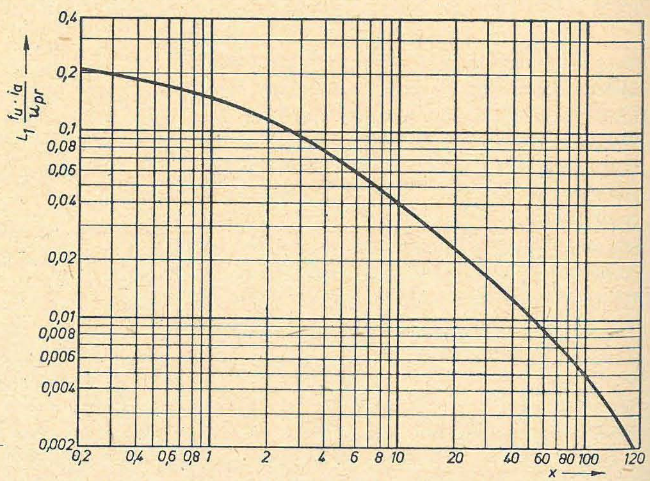


Bild 8: Die Funktion $L_1 \cdot \frac{f_u \cdot i_a}{u_{pr}} = \frac{0{,}227}{1 + 0{,}463\,x}$

Für die obere Grenzfrequenz f_o gilt die Beziehung

$\sigma \cdot \omega_o L_1 = R_i + R_a$ mit $\omega_o = 2\pi f_o$,

$$f_o = \frac{R_i + R_a}{2\pi\sigma \cdot L_1} = \frac{0,16}{\sigma \cdot L_1} (R_i + R_a). \quad (13)$$

Dabei ist σ der Streufaktor. Er beträgt für eine Zylinderwicklung 0,02 bis 0,03, für eine Scheibenwicklung 0,002 bis 0,01.

Für L_1 ist hierbei der nach (6) berechnete oder den Bildern 7 bis 9 entnommene Wert einzusetzen, nicht etwa der durch (2) geforderte Minimalwert.

Am einfachsten ist eine Zylinderwicklung herzustellen, diese ergibt allerdings auch die größte Streuung, also eine relativ niedrige obere Grenzfrequenz. Zeigt die Rechnung, daß f_o zu klein wird, so muß unbedingt die Wicklung unterteilt und eine Scheibenwicklungsausführung angewendet werden. Weiter ist noch zu berücksichtigen, daß durch die Wicklungskapazität im Übertrager die obere Grenzfrequenz herabgesetzt wird.

An Hand einiger Beispiele soll die Anwendung der Formeln und Schaubilder gezeigt werden.

1. Beispiel

Es soll ein Ausgangsübertrager für eine Triode, nämlich die AD 1, berechnet werden. Der Röhrentabelle entnimmt man für diese Röhre: N = 4,2 W, R_i = 670 Ω, R_a = 2300 Ω, i_a = 60 mA. Der Gleichstromwiderstand der Schwingspule des verwendeten Lautsprechers beträgt 8 Ω. Es soll untersucht werden, ob sich der Übertrager auch noch mit wirtschaftlichen Mitteln für eine untere Grenzfrequenz von 20 Hz herstellen läßt.

Lösung:

Der Belastungswiderstand für den Übertrager ist der Lautsprecher mit $R_s' = 1,25 \cdot R_{g1} = 1,25 \cdot 8 = 10\ \Omega$ (nach 8). Für die Leistung von 4,2 W liefert Bild 1 für eine untere Grenzfrequenz von 50 Hz den erforderlichen Eisenquerschnitt F_E = 5,6 cm², für f_u = 20 Hz muß F_E = 8,9 cm² betragen. Man käme unter Umständen in beiden Fällen mit dem Schnitt M 85 (7,57 cm²) aus. Ob diese vorläufige Festlegung beibehalten werden kann, muß die weitere Rechnung ergeben.

Der resultierende Widerstand aus der Parallelschaltung $R_i \| R_a$ beträgt $\frac{2300 \cdot 670}{2300 + 670} = 520\ \Omega$. Nach (2) bzw. den Bildern 2 und 3 ist die für diesen Widerstand erforderliche Primärinduktivität bei f_u = 50 Hz L_1 = 1,7 H, bei f_u = 20 Hz dagegen L_1 = 4,5 H. Ob sich die verlangten Werte mit dem gewählten Kernquerschnitt verwirklichen lassen, ergibt die spätere Rechnung.

Zur Ermittlung der Primärspannung dient (3) oder das Bild 5. Man findet zunächst für das Produkt

$N \cdot R_a = 4,2 \cdot 2300 = 9660 = 0,966 \cdot 10^4$.

Damit wird $u_{pr} \approx 100$ V. Die spezifische Windungszahl hängt nun aber wieder von der geforderten unteren Grenzfrequenz ab. Nach (4) bzw. dem Bild 6 ist für f_u = 50 Hz und den Schnitt M 85 die Windungszahl/V w_v = 16,5, für f_u = 20 Hz ist dieser Wert w_v = 42. Aus (5) berechnet

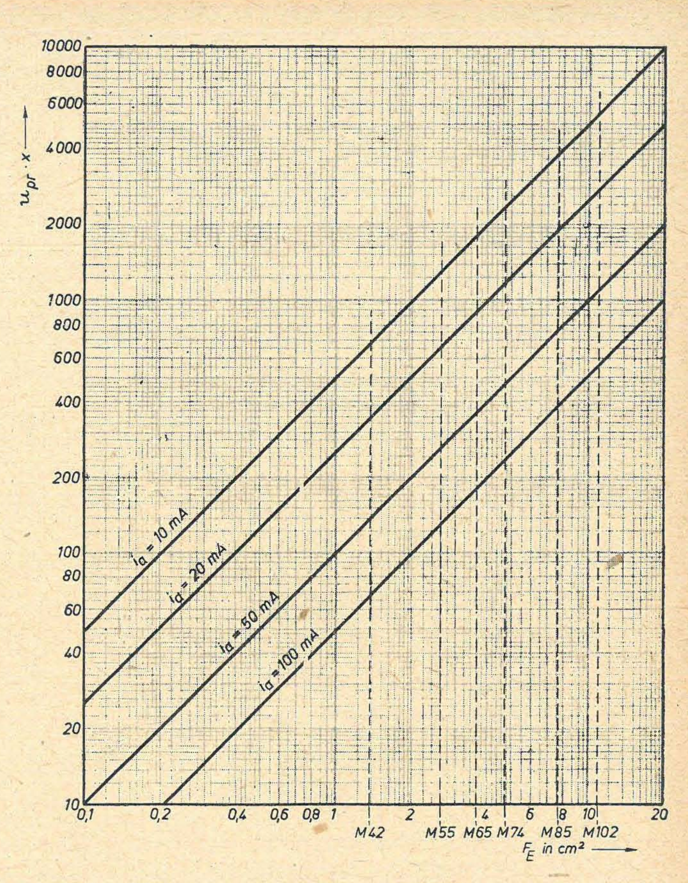


Bild 9: Die Funktion $u_{pr} \cdot x = \frac{\delta \cdot f_u \cdot F_E}{i_a}$ für: δ = 0,5 mm, f_u = 100 Hz oder δ = 1 mm, f_u = 50 Hz oder δ = 2 mm, f_u = 25 Hz

man nun die Gesamtprimärwindungszahl für beide Fälle, es ist w_{pr} = 1650 bzw. 4200 Windungen.

An dieser Stelle muß nun die tatsächliche Größe der Primärinduktivität L_1 kontrolliert werden. Für einen Luftspalt δ = 0,05 cm, i_a = 60 mA, F_E = 7,57 cm² und f_u = 50 Hz ist nach (6a)

$$u_{pr} \cdot x = \frac{\delta \cdot f_u \cdot F_E}{i_a} = \frac{0,05 \cdot 50 \cdot 7,57}{0,060} = 316.$$

Angenähert läßt sich dieser Wert auch dem Diagramm Bild 7 entnehmen. Für die untere Grenzfrequenz f_u = 20 Hz braucht man den soeben gefundenen Wert nur mit dem Verhältnis $\frac{20}{50}$ zu multiplizieren und findet dann $u_{pr} \cdot x$ = 126. Im ersten Fall ist die Hilfsgröße x = 3,14, im zweiten ist x = 1,26. Aus dem Bild 8 oder aus (6) findet man mit x = 3,14 den Wert

$$\frac{L_1 \cdot f_u \cdot i_a}{u_{pr}} = 0,09,\ L_1 = \frac{0,09 \cdot 100}{0,06 \cdot 50} = 3\ \text{H}$$

und für f_u = 20 Hz

$$\frac{L_1 \cdot f_u \cdot i_a}{u_{pr}} = 0,145,\ L_1 = 12\ \text{H}.$$

In beiden Fällen ist die Mindestinduktivität von 1,7 bzw. 4,5 H durch die sich tatsächlich ergebenden L-Werte überschritten, so daß nun der Eisenquerschnitt F_E = 7,57 cm² (M 85) mit einem Luftspalt δ = 0,5 mm und als untere Grenzfrequenz f_u = 20 Hz festliegt. Nun sind noch die Einzelheiten der beiden Wicklungen zu bestimmen. Die Drahtstärke der Primärwicklung ist nach (7) mit w_{pr} = 4200 Windungen und dem Wicklungsquerschnitt F_W = 5,4 cm² (nach der Tabelle)

$$d_{pr} = 0,56 \sqrt{\frac{100 \cdot 5,4}{4200}} = 0,2\ \text{mm}.$$

Die Strombelastung ist nach (12c)

$$s_{pr} = \frac{1,27 \cdot 0,06}{0,04} = 1,9\ \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$$

durch den Anodengleichstrom. Die Belastung durch den Anodenwechselstrom $\frac{4,2}{100} = 42 \cdot 10^{-3}$ A = 42 mA kann unberücksichtigt bleiben, da mit diesem Wert nur der Anodengleichstrom schwankt.

Aus (9) ist jetzt das Übersetzungsverhältnis zu ermitteln. Mit R_a = 2300 Ω und R_s' = 10 Ω findet man

$$ü = \sqrt{\frac{2300}{10}} = 15,3.$$

Damit ergibt sich sofort die Sekundärwindungszahl

$$w_{sek} = \frac{w_{pr}}{ü} = \frac{4200}{15,3} = 275\ \text{Windungen}.$$

Nach (11) ist die Drahtstärke der Sekundärwicklung

$$d_{sek} = 0,56 \sqrt{\frac{100 \cdot 5,4}{275}} = 0,8\ \text{mm}.$$

Der Primärwechselstrom betrug 42 mA, der in der Sekundärwicklung fließende Strom ist dann $i_{sek} = ü \cdot i_{pr} = 15,3 \cdot 42$, i_{sek} = 623 mA = 0,623 A. Die Strombelastung ergibt sich nach (12c)

$$s_{sek} = \frac{1,27 \cdot 0,623}{0,64} = 1,24\ \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}.$$

Schließlich ist noch die obere Grenzfrequenz zu ermitteln. Nach (13) ist diese mit $R_i + R_a$ = 670 + 2300 = 2970 Ω und L_1 = 11 H und für Zylinderwicklung (σ = 0,025)

$$f_o = \frac{0,16 \cdot 2970}{0,025 \cdot 11} \approx 1750\ \text{Hz}.$$

Mit einer sehr weit unterteilten und verschachtelten Scheibenwicklung kann man σ = 0,0025 setzen und damit die obere Grenzfrequenz um eine Zehnerpotenz nach oben verschieben. Es ist dann $f_o \approx$ 17 500 Hz. Beim Berücksichtigen des Einflusses der Wicklungskapazität kann man mit einer Grenzfrequenz von etwa 16 000 Hz rechnen, das heißt, der Ausgangsübertrager erfüllt alle Anforderungen, die man selbst bei hohen Ansprüchen an ihn stellen kann.

Bei Gegentaktübertragern fällt, wie bereits erwähnt, die Gleichstromvormagne-

tisierung bei gleichen Anodenströmen der beiden Röhren fort. Da in der Praxis jedoch meist geringe Unterschiede vorhanden sein werden, ist es zweckmäßig, den Übertrager mit kleinem Luftspalt auszuführen, wobei ein Luftspalt von 0,5 mm immer ausreicht. Für Gegentakt-A-Stufen ist der Anpassungswiderstand gleich dem doppelten Anpassungswiderstand einer Röhre, also $R_{aa} = 2 \cdot R_a$, für Gegentakt-B-Stufen gleich dem vierfachen Wert einer Röhre.

2. Beispiel

Es soll ein Ausgangsübertrager für zwei Röhren AD 1 in Gegentakt-A-Betrieb berechnet werden. Der Anpassungswiderstand R_{aa} von Anode zu Anode beträgt $2 \cdot 2300 = 4600\ \Omega$, die Wechselstromleistung $2 \cdot 4{,}2 = 8{,}4$ W. Die untere Grenzfrequenz sei 30 Hz, der Wechselstromwiderstand der Schwingspule des anzuschließenden Lautsprechers 5 Ω.

Lösung:

Nach (1) berechnet man den Kernquerschnitt zu $F_E = 10{,}4\ cm^2$, nach der Tabelle ist der hierfür passende Schnitt M 102 mit $10{,}4\ cm^2$.

Der Kombinationswiderstand aus R_i und R_a beträgt 587 Ω. Nach (2) berechnet man damit für eine untere Grenzfrequenz $f_u = 30$ Hz eine Mindestinduktivität von 3,2 H. Da das Produkt

$$N \cdot R_{aa} = 8{,}4 \cdot 0{,}46 \cdot 10^4 = 3{,}86 \cdot 10^4$$

ist, ergibt sich nach (3) die Primärspannung $u_{pr} \approx 200$ V. Sie ist somit doppelt so groß wie bei der Eintaktschaltung. Ferner ist nach (4) die spezifische Windungszahl $w_V = 20$, somit die gesamte Primärwindungszahl $w_{pr} = 20 \cdot 200 = 4000$ Windungen, wobei für die Zuführung der Anodengleichspannung in der Mitte der Wicklung eine Anzapfung vorzusehen ist.

Für einen Luftspalt von 0,05 cm ist nach (6a) die Hilfsgröße $x = \infty$, da wegen $i_a \approx 0$ der Nenner des Bruches verschwindet. Nach (6) ist die tatsächliche Induktivität der Primärwicklung

$$L_1 = \frac{0{,}227 \cdot u_{pr}}{f_u \left(i_a + \frac{0{,}463 \cdot \delta \cdot f_u \cdot F_E}{u_{pr}}\right)}.$$

Daraus folgt für Gegentaktübertrager mit $i_a \approx 0$ (das heißt ohne Vormagnetisierung)

$$L_1 = \frac{0{,}49 \cdot u_{pr}^2}{\delta \cdot f_u^2 \cdot F_E}. \qquad (14)$$

In unserem Beispiel ergibt sich nach Einsetzen der Werte

$$L_1 = \frac{0{,}49 \cdot 4 \cdot 10^4}{0{,}05 \cdot 9 \cdot 10^2 \cdot 10{,}5} = 41{,}5\ H.$$

Die Induktivität ist also wesentlich größer als der geforderte Wert von 3,2 H, damit liegt auch die tatsächliche untere Grenzfrequenz noch unter 30 Hz. Das Übersetzungsverhältnis bestimmt sich nach (9) zu $\sqrt{\frac{4600}{5}} \approx 30$; damit wird die sekundäre Windungszahl

$$w_{sek} = 4000 : 30 = 133.$$

Für die Primärwicklung ergibt sich nach (7) eine Drahtstärke von 0,3 mm und nach (11) für die Sekundärwicklung eine Drahtstärke von 1,5 mm. Die obere Grenzfrequenz wird nach (13) für eine Zylinderwicklung mit $\sigma = 0{,}02$

$$f_o = \frac{0{,}16 \cdot (4600 + 1340)}{0{,}02 \cdot 38} = 1250\ Hz,$$

also viel zu niedrig. Mit einer Scheibenwicklung ($\sigma = 0{,}002$) wird $f_o \approx 12\,000$ Hz betragen.

3. Beispiel:

Der Ausgangsübertrager für eine Pentode, die EL 11 ($N = 4{,}5$ W, $i_a = 36$ mA, $R_a = 7$ kΩ, $R_i = 50$ kΩ), ist zu berechnen. Die Sekundärseite soll eine genormte Spannung von 100 V zum Betrieb zweier genormter Lautsprecher (1,5 und 3 W Leistung) abgeben.

Lösung:

Der Kernquerschnitt ergibt sich aus Bild 1 zu $9{,}2\ cm^2$ für die untere Grenzfrequenz $f_u = 20$ Hz. Demgemäß ist der M-Schnitt M 102 mit $10{,}4\ cm^2$ einem wirksamen Querschnitt zu wählen. Der resultierende Widerstand von $R_i \,||\, R_a$ beträgt 6200 Ω, dem entspricht nach Bild 2 eine Mindestinduktivität von 50 H. Da das Produkt von Leistung und Außenwiderstand $N \cdot R_a = 4{,}5 \cdot 0{,}7 \cdot 10^4 = 3{,}15 \cdot 10^4$ beträgt, folgt für die Primärspannung u_{pr} aus dem Bild 5 der Wert 178 V. Nach Bild 6 ist die je Volt erforderliche Windungszahl = 30 und damit die gesamte Primärwindungszahl $w_{pr} = 30 \cdot 178 = 5340$ Windungen. Hier kann auch gleich die Sekundärwindungszahl berechnet werden. Da die Sekundärspannung 100 V betragen soll, die Primärspannung zu 178 V bestimmt worden ist, ist das Übersetzungsverhältnis $178/100 = 1{,}78$ und somit $w_{sek} = 5340/1{,}78 = 3000$ Windungen. Die Drahtstärken sind ($F_W = 8{,}0\ cm^2$)

$$d_{pr} = 0{,}56 \sqrt{\frac{100 \cdot 8{,}0}{5340}} \approx 0{,}2\ mm,$$

$$d_{sek} = 0{,}56 \sqrt{\frac{100 \cdot 8{,}0}{3000}} = 0{,}3\ mm.$$

Schließlich sind noch die Grenzfrequenzen zu kontrollieren, das heißt, der tatsächliche Wert der Induktivität ist nach (6) festzustellen. Mit einem Luftspalt im Eisenkern von 0,1 cm ist die Hilfsgröße

$$x = \frac{0{,}1 \cdot 20 \cdot 10{,}5}{178 \cdot 0{,}036} = 3{,}3.$$

Die tatsächliche Primärinduktivität beträgt

$$L_1 = \frac{0{,}227 \cdot 178}{20 \cdot 0{,}036\,(1 + 0{,}436 \cdot 3{,}3)} \approx 23\ H.$$

Mit dem Übertrager wird also nicht die verlangte untere Grenzfrequenz von 20 Hz erreicht, da die tatsächliche Induktivität kleiner als die als Mindestwert geforderte ist. Mit einer Zylinderwicklung wird der Streufaktor etwa 0,02 betragen, damit bestimmt sich die obere Grenzfrequenz nach (13) zu

$$f_o = \frac{0{,}16 \cdot (50\,000 + 7000)}{0{,}02 \cdot 23} = 20\,000\ Hz.$$

Bei Berücksichtigung der Wicklungskapazität dürfte die tatsächlich erreichbare obere Grenzfrequenz des Übertragers bei 15 000 Hz liegen. Es ist festzustellen, daß bei Ausgangsübertragern für Pentoden die erforderliche Induktivität wesentlich über der für Trioden notwendigen liegt. Begründet ist dieser Umstand in der Hauptsache durch den bedeutend größeren Innenwiderstand der Pentoden. Da aus diesem Grunde aber auch die Primärwindungszahlen größer sein müssen, werden die erforderlichen L-Werte in den meisten Fällen erreicht.

Bild 10 zeigt eine Gegentakt-AB-Schaltung mit der modernen Doppeltetrode UEL 51. Die Eingangstretrodensysteme werden bei dieser Schaltung als Phasenwender benutzt. Die erreichbare Ausgangsleistung beträgt bei einem Klirrfaktor von nur 1,5% etwa 9 W. Für den wirksamen Außenwiderstand R_{aa} ist der Wert 5000 Ω, für $R_i = 18\,000\ \Omega$ einzusetzen. Der resultierende Widerstand ist somit 3900 Ω. Die untere Grenzfrequenz sei $f_u = 50$ Hz, die obere $f_o = 16\,000$ Hz. An den genormten 100-V-Ausgang des Übertragers sollen vier Lautsprecher angeschaltet werden. Von den je zwei 3-W- und 1,5-W-Lautsprechern soll jeweils einer abschaltbar sein, wie es das Schaltschema Bild 11 zeigt. Beim Abschalten eines der vier Lautsprecher muß entsprechend seiner Leistung ein gleich großer Ohmscher Widerstand eingeschaltet werden, um die Anpassung der übrigen in Betrieb befindlichen Lautsprecher nicht zu stören.

Aus dem Bild 1 ist als passender Eisenkern für die Leistung von 9 W der Schnitt M 102 abzulesen (M 85 dürfte etwas zu knapp bemessen sein). Die primärseitig

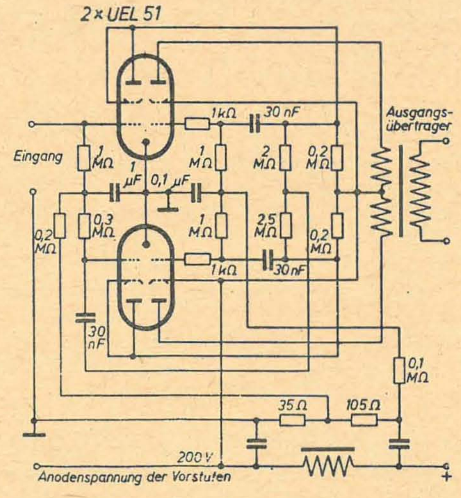


Bild 10: Gegentakt-AB-Stufe mit zwei Röhren UEL 51

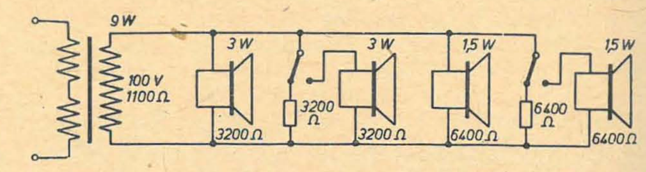


Bild 11: Schaltung der vier Lautsprecher an den 100-V-Ausgang des Übertragers, zwei Lautsprecher sind abschaltbar

notwendige Induktivität ist nach Bild 2 für $R_i \parallel R_a$ = 3,9 kΩ L_1 = 12 H. Da das Produkt $N \cdot R_{aa} = 9 \cdot 0{,}5 \cdot 10^4 = 4{,}5 \cdot 10^4$ beträgt, ist nach Bild 5 die Primärwechselspannung u_{pr} = 210 V. Nach Bild 6 ergibt sich für M 102 und f_u = 50 Hz der Wert w_V = 12 Windungen/V und damit die Gesamtprimärwindungszahl $w_{pr} = 12 \cdot 210 = 2520$ Windungen mit einem Anzapf bei 1260 Windungen zum Anschluß der Anodenspannung. Da die Sekundärspannung 100 V betragen soll, ist die Übersetzung ü = 210/100 = 2,1 und die Sekundärwindungszahl w_{sek} = 2520/2,1 = 1200, die Widerstandsübersetzung ergibt sich dabei zu $R_s' = R_{aa}/ü^2$ = 5000/4,4 = 1140 Ω. Die Drahtstärken sind nach (7) bzw. (11) (F_W = 8,0 cm²)

$$d_{pr} = 0{,}56 \sqrt{\frac{800}{2520}} \approx 0{,}3 \text{ mm},$$

$$d_{sek} = 0{,}56 \sqrt{\frac{800}{1200}} \approx 0{,}45 \text{ mm}.$$

Mit einem Luftspalt von 0,5 mm (δ = 0,05 cm), der aus Sicherheitsgründen vorzusehen ist, folgt aus (14) für die tatsächliche Selbstinduktion der Primärwicklung

$$L_1 = \frac{0{,}49 \cdot 4{,}4 \cdot 10^4}{0{,}05 \cdot 0{,}25 \cdot 10^4 \cdot 10{,}5} = 16{,}5 \text{ H}.$$

Die Primärinduktivität ist wesentlich größer, als für die Grenzfrequenz von 50 Hz verlangt wurde (12 H), f_u wird daher etwas tiefer liegen (schätzungsweise bei 35 Hz). Führt man die Wicklungen als Scheibenwicklungen aus (σ = 0,01), so ergibt sich nach (13) für die obere Grenzfrequenz

$$f_o = \frac{0{,}16 \cdot 2{,}3 \cdot 10^4}{0{,}01 \cdot 16{,}5} = 22\,000 \text{ Hz}.$$

Unter Berücksichtigung der Wicklungskapazität wird die verlangte obere Grenzfrequenz von 16 000 Hz mit Sicherheit erreicht.

Zum Schluß soll noch gezeigt werden, wie mehrere nicht genormte Lautsprecher an einen gemeinsamen Übertrager anzuschließen sind. In diesem Falle ist die Sekundärwicklung nach dem Verhältnis

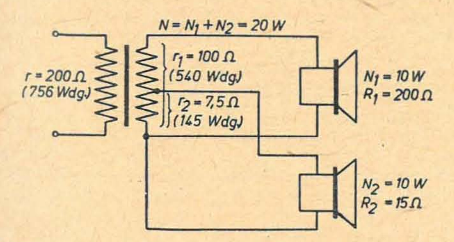


Bild 12: Anschluß zweier Lautsprecher verschiedenen Widerstandes an einen gemeinsamen Übertrager

der Leistungen und Widerstände der einzelnen Lautsprecher aufzuteilen. Nach Bild 12 gilt beispielsweise für zwei verschiedene Lautsprecher für die Anpassungswiderstände

$$r_1 = R_1 \cdot \frac{N_1}{N} \text{ und } r_2 = R_2 \cdot \frac{N_2}{N},$$

wenn N die Gesamtleistung der Lautsprecher und gleichzeitig die der Endstufe ist. Beträgt der Schwingspulenwiderstand des einen 10-W-Lautsprechers 200 Ω, der des anderen 15 Ω, so ergeben sich nach den angeschriebenen Formeln die Anpassungswiderstände

$$r_1 = \frac{200 \cdot 10}{20} = 100\,\Omega,\ r_2 = \frac{15 \cdot 10}{20} = 7{,}5\,\Omega.$$

Ist zum Beispiel weiter die Primärwindungszahl w_{pr} = 756 bei einer Primärspannung von 63 V und r = 200 Ω, so ergibt sich für den hochohmigen Lautsprecher (R_1 = 200 Ω) das Übersetzungsverhältnis

$$ü_1 = \sqrt{\frac{r}{r_1}} = \sqrt{\frac{200}{100}} = 1{,}4$$

und für den niederohmigen (R_2 = 15 Ω)

$$ü_2 = \sqrt{\frac{200}{7{,}5}} = 5{,}2.$$

Nun ist die gesamte sekundäre Windungszahl

$$w_{sek} = \frac{w_{pr}}{ü_1} = \frac{756}{1{,}4} = 540 \text{ Windungen}.$$

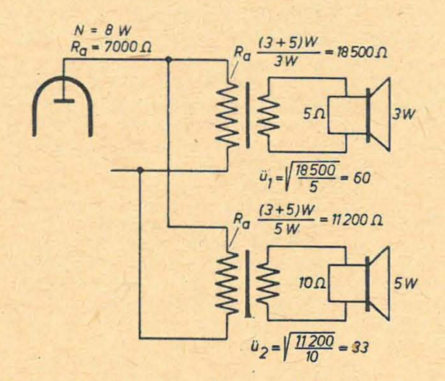


Bild 13: Zwei Lautsprecher verschiedener Leistung mit eigenen Übertragern

Für den niederohmigen Lautsprecher ist ein Abgriff vorzusehen bei

$$w' = \frac{w_{pr}}{ü_2} = \frac{756}{5{,}2} = 145 \text{ Windungen}.$$

Zwei (oder mehrere) nach dieser Methode angeschlossene Lautsprecher nehmen jeder seine volle Leistung auf und sind an den Verstärkerausgang richtig angepaßt.

Weitere Anschlußmöglichkeiten für mehrere gleichartige und verschiedenartige Lautsprecher zeigen die Bilder 13 und 14. Wenn zwei Lautsprecher mit verschiedenen Leistungsaufnahmen mit eigenen Übertragern ausgerüstet sind, können sie nach Bild 13 geschaltet werden. Die Endröhre soll zum Beispiel 8 W hergeben und einen optimalen Außenwiderstand von 7000 Ω haben. Man kann nun aber nicht einfach die Übersetzungen der beiden Übertrager nur aus den Widerstandsverhältnissen allein berechnen, sondern muß so, wie es im Bild 13 eingetragen ist, die Leistungen der verschiedenen Lautsprecher mit in die Rechnung einbeziehen.

Bei Gruppen von untereinander hinsichtlich der Leistung und des Widerstandes gleichen Lautsprechern kann man nach dem Schema verfahren, das im Bild 14 für vier Lautsprecher gezeichnet ist. Bei einer Reihenschaltung von zwei Lautsprechern und einer Parallelschaltung von zwei derartigen Gruppen ist der resultierende Widerstand gleich dem eines einzigen Lautsprechers. Ebenso lassen sich drei gleichartige Lautsprecher in Reihe und drei solcher Gruppen parallel schalten usw.

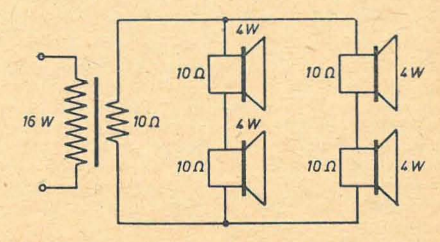


Bild 14: Gruppen- und Reihenschaltung von vier gleichen Lautsprechern

Schaltet man an den Verstärkerausgang mit dem Anpassungswiderstand R zwei durch einen Hoch-Tiefpaß getrennte Lautsprecher [Hochton- und Tieftonlautsprecher, s. a. DEUTSCHE FUNK-TECHNIK Nr. 6 (1952) S. 175], so gelten andere Anpassungsbedingungen. Ohne die elektrische Weiche müßten bei gleichen Lautsprechern jeder von beiden den Schwingspulenwiderstand 2 · R besitzen, wenn die Anpassung bei Parallelschaltung richtig sein soll. Durch die Trennung mit den LC-Gliedern ergeben sich die Anpassungswiderstände für jeden Lautsprecher gleich R, aber selbstverständlich muß der Verstärker die doppelte Leistung eines Lautsprechers unverzerrt abgeben können.

Ein neuartiger Zerhacker

Von der Firma CEBA, Elektrotechnische Fabrik in Frankfurt (Main), wird eine neue Zerhackerform herausgebracht. Ein zylindrischer Anker schwingt koaxial im Feld einer Zylinderspule. Dieser Anker wird von membranartigen Zentrierfedern aus Stahl gehalten, die zu beiden Seiten der Feldspule angebracht sind und Ähnlichkeit mit der Zentrierspinne eines dynamischen Lautsprechers haben. Die für diesen Zerhacker aufzubringende Erregerleistung ist sehr gering, da sich durch den konzentrischen Aufbau des nach außen allseitig umschlossenen Magnetfeldes ein hoher magnetischer Wirkungsgrad ergibt. Oben und unten wird das System von zwei Keramikplatten abgeschlossen, in denen sich die Außenkontakte befinden. Die Mittelkontakte sind mit dem Schwingkern über Parallelfedern verbunden. Da sich der Anker linear bewegt, ergibt sich auch eine lineare Bewegung beim Öffnen und Schließen der Gegentaktkontaktpaare, wobei die Kontakte beim Schließen seitlich aneinander reiben.

Von diesem neuartigen Zerhacker werden zwei Ausführungen gefertigt. Die kleine Type hat ein System von nur 26 mm Höhe und 13 mm Durchmesser, die größere für Kontaktbelastungen von etwa 25 VA ist 33 mm lang und hat einen Durchmesser von 19 mm. -tae-

Literaturkritik und Bibliographie

Werner Röpnack

Das Magnettongerät als Unterrichts- und Bildungsmittel

Franz Westphal Verlag, Wolfshagen-Scharbeutz

88 Seiten, 11 Bilder, DIN A 5

Nach der allgemeinverständlichen Einführung werden die Vorgänge der Aufnahme und Wiedergabe beim Magnettongerät in anschaulicher Weise vergleichend geschildert. Die für eine gute Heimaufnahme erforderlichen Voraussetzungen, Bandqualität, Mikrofon und Raumakustik, werden beachtet und als Abschluß des technischen Teiles auf die vielseitigen Möglichkeiten des Cutterns, Kopierens usw. eingegangen.

Entsprechend dem Titel seiner Broschüre ist es dem Verfasser gelungen, das Wesen und die Vorzüge eines Magnettongerätes einem großen Kreis von Lesern bekannt zu machen. Wenn auch der überwiegende Teil den pädagogischen Problemen gewidmet ist, so wurde nicht versäumt, auch auf die neuere Technik, wie z. B. die Verwendung bei Schallmessungen bewegter Teile, bei der Diagnose von Herztönen oder den Einsatz in der Forstwirtschaft, einzugehen.

Nach der Besprechung physiologischer und psychologischer Hörvorgänge wird auf die Wichtigkeit der persönlichen Weiterbildung und Selbstkontrolle der Sprechtechnik hingewiesen. Hierbei denkt der Verfasser an den erziehenden und bildenden Wert von Arbeitsgemeinschaften mit der Möglichkeit eines ständigen Bandaustausches.

Durch wertvolle Anregungen empfiehlt sich die Schrift den Bildungsstätten von selbst, dem Techniker wird ein interessanter Einblick in viele Anwendungsgebiete geboten. *Ernst*

Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

Herausgeber: Curt Rint

Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin

Band I, 3. Auflage, 1952, 728 Seiten, 12,50 DM

Band II, 1953, 760 Seiten, 15,— DM

Der erste Band des in weiten Kreisen bekannten und gut eingeführten „Handbuches für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker" liegt jetzt in der 3. Auflage vor. Die praktisch unveränderte Auflage darf als Zeichen eines guten Echos von seiten der Benutzer gewertet werden. Auch die 3. Auflage erschien in der gediegenen und handlichen Aufmachung, die bereits beim Erscheinen des Handbuches die Sympathien der Praktiker gewann, für die es vornehmlich geschrieben wurde. Bei dem Umfang, den die Hochfrequenz- und Elektrotechnik heute im täglichen Leben einnimmt, war naturgemäß nicht zu erwarten, daß auch in einem noch so stark komprimierten Bande alle Themen befriedigend behandelt werden konnten. Deshalb mußte von vornherein eine Beschränkung des Inhalts vorgenommen werden, und es wurde ein zweiter Band in Aussicht gestellt.

Dieser zweite Band liegt nun ebenfalls vor. Er wurde, wie der erste Band, von einer Reihe namhafter Fachleute bearbeitet. In Aufmachung und Gestaltung gleicht dieser Band seinem älteren Bruder, insbesondere sind die Abbildungen wiederum mustergültig ausgeführt. Es werden folgende Themen behandelt: Tabellen und Nomogramme, Halbleiter, Technische Kaltleiter, Ferroxcube, Ferroxdure, der Quarz in der HF-Technik, Elektronenröhren, Laufzeitröhren, Fotozellen, Elektronenstrahlröhren, Breitbandverstärker, Wellenausbreitung, Sendeantennen für KW- und UKW-Rundfunk, UKW-FM-Technik, Funkmeßtechnik, Funkortung, Elektroakustik, Übertragungstechnik auf Fernmeldeleitungen (Ergänzungen), Fernsehen. Ein umfangreiches Schlagwortverzeichnis beschließt den Band.

Die einzelnen Kapitel sind mehr oder weniger umfangreich gehalten. Im großen und ganzen kann der Praktiker mit diesem Band wirklich etwas anfangen. Manches ist vorzüglich dargestellt, allerdings gibt es auch Stellen, an denen der Leser nur sehr grob oder gar nicht beraten wird. Die Angabe spezieller Literatur ist nicht in allen Kapiteln konsequent durchgeführt worden. Um diese Besprechung nicht zu einer Korrektur zu machen, soll auf Details nicht eingegangen werden. Aber der Abschnitt über Sendeantennen für KW- und UKW-Rundfunk vermittelt nur schemenhafte Vorstellungen, mit denen der, der mit diesen Fragen noch nichts zu tun hatte, wahrscheinlich nur schwer etwas anfangen kann. Erfreulich ist in allen Kapiteln die gute Illustration und das umfangreiche und sehr sorgfältig ausgearbeitete Schlagwortverzeichnis.

Der Gesamteindruck vom 2. Band bestätigt, daß Herausgeber und Mitarbeiter mit Erfolg bemüht waren, wiederum weiten Kreisen zuverlässiges und umfangreiches Material für die tägliche Arbeit in die Hand zu geben. Dies gilt gleichermaßen für Lehrende und Studierende und ganz besonders für alle in der technischen Praxis Tätigen. So wird auch dieser empfehlenswerte zweite Band die Freunde des ersten Bandes nicht enttäuschen und darüber hinaus neue Freunde gewinnen. *Springstein*

Ing. Hans Werner Fricke

Der Kathodenstrahl-Oszillograph[1])

Fachbuchverlag GmbH, Leipzig

232 Seiten, 456 Bilder, 2 Aufklapptafeln, DIN C 5

Halbleinen 11,50 DM

Der Verfasser dieses Buches ist ein alter Praktiker in der Arbeit mit und am Kathodenstrahloszillografen. Mit seinem Buch „Der Kathodenstrahl-Oszillograph" stellt er der Fachwelt seine dabei gesammelten Erfahrungen zur Verfügung. Jeder, der schon mit solchen Geräten gearbeitet hat, weiß, daß nur Erfahrung im Umgang mit diesen Geräten erlaubt, sie wirklich auszunutzen und ihnen die letzten Anwendungsmöglichkeiten zu entlocken. So ist dieses Buch nicht nur für den Anfänger auf diesem Gebiet der elektrischen Meßtechnik von Nutzen, sondern auch der ältere Ingenieur wird gern danach greifen, wenn er eine Meßanordnung mit einem Katodenstrahloszillografen entwerfen will, um sich unnützes Probieren zu ersparen.

Im ersten Teil werden die Katodenstrahlröhre selbst und die beiden Möglichkeiten der elektrostatischen und elektromagnetischen Ablenkung des Elektronenstrahls behandelt. Der zweite Teil bringt die Zusatzgeräte, die aus der Katodenstrahlröhre erst den Katodenstrahloszillografen machen. Besonders ausführlich geht der Verfasser dabei auch auf die Kippgeräte und die verschiedenen Möglichkeiten zur Erzeugung zeitproportionaler Spannungen ein. Auch die Meßverstärker werden in ihren wesentlichen Eigenschaften besprochen. Im dritten Teil folgt der Zusammenbau der vorher besprochenen Zusatzgeräte mit der Katodenstrahlröhre zum Katodenstrahloszillografen. Ein sehr wichtiges Kapitel ist dann der vierte Teil, in dem die Technik der fotografischen Aufnahme von Oszillogrammen erläutert und an vielen Musteraufnahmen gezeigt wird.

Als letzter Teil folgt dann die Behandlung vieler Anwendungsbeispiele des Oszillografen. Hier zeigt sich erst der Wert eines solchen Gerätes für die Untersuchung periodischer und auch einmaliger schnell ablaufender elektrischer Vorgänge. Der Verfasser zeigt hier nicht nur die Möglichkeit der Anwendung des Oszillografen, sondern er gibt dem Laien auch gleichzeitig eine kurze Anweisung über das Wesen der untersuchten Vorgänge. Er zeigt Überlagerung und Modulation, Phasenverschiebung, Hystereseschleifen, Kippschwingungen, Einschaltvorgänge, gedämpfte Schwingungen usw. bis zur Darstellung von Resonanzkurven mit gewobbeltem HF-Generator. Der Anhang schließlich bringt eine Übersicht der wichtigsten handelsüblichen Katodenstrahlröhren und der in der DDR gebauten Katodenstrahloszillografen.

Leider unterliefen dem Verfasser einige kleine Ungenauigkeiten, die man bei einem Buch vermeiden muß, das von Lesern benutzt werden soll, die daraus Grundlegendes lernen wollen, weil sie sich dadurch an falsche Begriffe gewöhnen können.

Wenn man von diesen kleinen Ungenauigkeiten, die den Wert des Buches nicht schmälern, absieht, kann man sagen, daß es dem Verfasser geglückt ist, ein Buch zu schreiben, das eine Lücke in der Fachliteratur ausfüllt und viele Leser finden wird.

Die Aufmachung des Buches ist sehr gut; der klare Druck auf gutem Papier kommt den zahlreichen Bildern, insbesondere den vielen Wiedergaben fotografischer Aufnahmen zugute.

Der Preis ist, an der Güte der Ausführung gemessen, gering. *Prof. Schröder*

[1]) Es wäre wünschenswert, wenn auch der Fachbuchverlag die übliche Schreibweise des Wortes „Katode" übernehmen würde (siehe DEUTSCHE FUNK-TECHNIK Nr. 5 (1953) S. 149).

Radio-Praktiker-Bücherei

Franzis-Verlag, München

Band 59

H. G. Mende, Funk-Entstörungs-Praxis

64 Seiten, 43 Bilder, 6 Tabellen, DIN A 6

Solange es Funkdienste gibt, solange gilt auch der Kampf den HF-Störungen, die diese beeinträchtigen. Soll der Kampf Erfolg haben, muß man ihn auf breiter Basis durchführen. Dazu gehört nicht zuletzt die ständige Information der Fachkreise über die zu treffenden Maßnahmen — ständig deshalb, weil uns immer wieder neue Erfahrungswerte vorliegen und neue Gesetze und Vorschriften das Maß der Entstörung vorschreiben.

Wir können uns über den Mangel an Einzelbeiträgen gewiß nicht beklagen, doch fehlte es an einer zusammenfassenden Schrift, die neben dem Bekannten vor allem sämtliche neuen Gesetze, VDE-Vorschriften und einschlägigen Normen berücksichtigt. Ein derartiges Buch aus der Feder des bekannten Fachschriftstellers H. G. Mende liegt nun vor.

Es definiert einleitend die „natürlichen Störer und die technischen Störer". Das anschließende Hauptkapitel befaßt sich mit der Ermittlung der Störer, der Beseitigung technischer Störungen an der Quelle und der Verminderung der Störwirkung auf den Empfänger.

Lobenswert sind die Fülle und die Qualität der Zeichnungen, vorbildlich die Tabellen und ein alphabetisch geordnetes Verzeichnis über die verschiedenen Störquellen. *Fellbaum*

Dr.-Ing. F. Bergtold

Die große UKW-Fibel

Jakob-Schneider-Verlag, Berlin

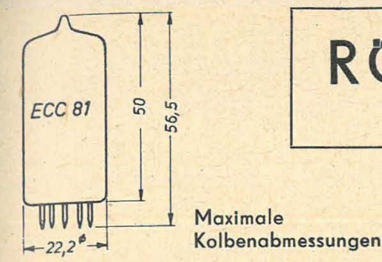
192 Seiten, 220 Bilder, DIN A 5

Die große UKW-Fibel — ein Gegenstück zu der bekannten großen Rundfunk-Fibel desselben Verfassers — führt den Leser tief in die Probleme und in die Praxis der UKW-Empfangstechnik ein. Hat man dieses Buch studiert, so weiß man über den UKW-Empfang und über die UKW-Empfänger wirklich gut Bescheid. Die aus der Fibel erworbenen Kenntnisse sind grundlegend und in der täglichen Praxis unmittelbar zu verwerten. Dr. Bergtold zeigt auch hier wieder, daß er es meisterhaft versteht, selbst die schwierigsten Zusammenhänge so darzulegen, daß die Leser seiner Bücher sie ohne größere Mühe bis ins letzte zu erfassen vermögen.

Die große UKW-Fibel, die sich auf die UKW-Empfangstechnik bezieht, ist in ihrer ganzen Anlage und in ihren Einzelheiten auf das Fernsehen ausgerichtet. So gewinnt jeder Leser, der dieses Buch studiert, neben guten Kenntnissen auf dem Gebiete der UKW-Empfangstechnik eine sichere Grundlage für das spätere Studium des Fernsehempfängers und der damit zusammenhängenden Fragen.

Der Inhalt der Fibel sei durch folgende Schlagworte gekennzeichnet, die zusammenfassend die Kapitelüberschriften wiedergeben: Wellen, Frequenzmodulation und Empfangsbedingungen, Empfangsantennen und UKW-Leitungen, UKW-Teile der Empfängerschaltungen und UKW-Super, Mischstufe und Vorstufe, Besonderheiten der Schaltungen, Phasen- und Mitnahmedemodulation, doppelte Spannungsübertragung, Verhältnisgleichrichter, Diskriminator und Begrenzer, Flankendemodulation und Pendler sowie Tonfrequenzteil und Lautsprecher.

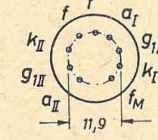
Wie man aus dieser Aufstellung sieht, sind in der Fibel gerade die Fragen behandelt, auf die es besonders ankommt. Daß dies sehr gründlich, lebendig und anschaulich geschah, dafür bürgt der Name des Verfassers. *Läubrich*



Maximale Kolbenabmessungen

RÖHRENINFORMATION — ECC 81

bearbeitet von Ing. Fritz Kunze



Anschluß der Sockelstifte, von unten gegen die Stifte gesehen

Verwendung

UHF-Verstärkerröhre für Gitterbasisschaltungen, neutralisierte Katodenbasis- und Cascodeschaltungen, als Oszillator- und als additive Mischröhre zu verwenden. Die ECC 81 ist für große Bandbreiten und für den Einsatz bei Frequenzen bis zu 300 MHz geeignet.

Paralleltypen

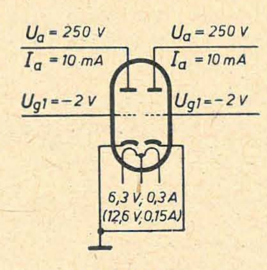
Die amerikanische Bezeichnung für die ECC 81 ist 12 AT 7.

Hersteller

VEB Funkwerk Erfurt HV-RFT.

Aufbau

Die Miniaturröhre mit neun Stiften enthält zwei vollständig getrennte Triodensysteme, die der EC 92 entsprechen. Senkrechter Aufbau.



Meßschaltung

Heizung

Indirekt geheizte Oxydkatode. Die Heizfäden der beiden Systeme können parallel oder in Serie geschaltet werden.

Heizfadenschaltung		parallel	hintereinander
Heizspannung	U_f	6,3	12,6 V
Heizstrom	I_f	0,3	0,15 A

Meßwerte und Betriebswerte als HF-Verstärker

Werte je System

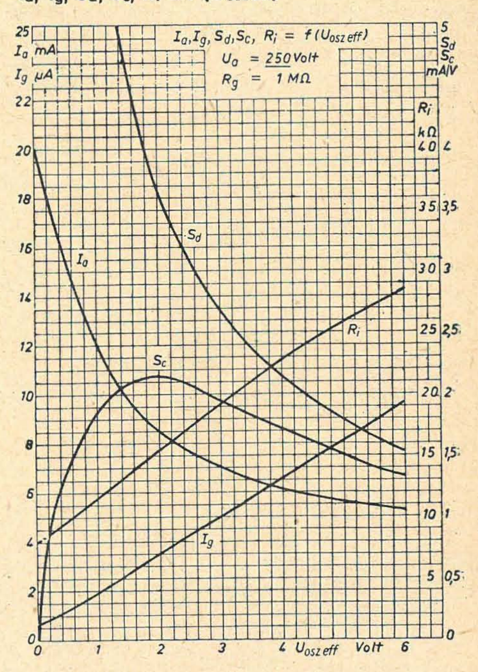
U_a	250	200	170	100	V
U_g	−2	−1¹)	−1¹)	−1¹)	V
I_a	10	11,5	9,5	3	mA
S	5,5	6,4	5,5	3,5	mA/V
μ	60	66	66	58	
D	1,67	1,5	1,5	1,72	%
R_i	12	10,3	12	16,5	kΩ
$r_ä$	ca. 0,7	0,56	0,67	1	kΩ

Eingangswiderstand r_e (100 MHz)
bei Katodenbasisschaltung r_e ca. 8 kΩ
bei Gitterbasisschaltung r_e ca. 260 Ω
bei Zwischenbasisschaltung
r_e ca. 500 Ω bei Mittelanzapfung
r_e ca. 1200 Ω bei Anzapfung 1 : 4

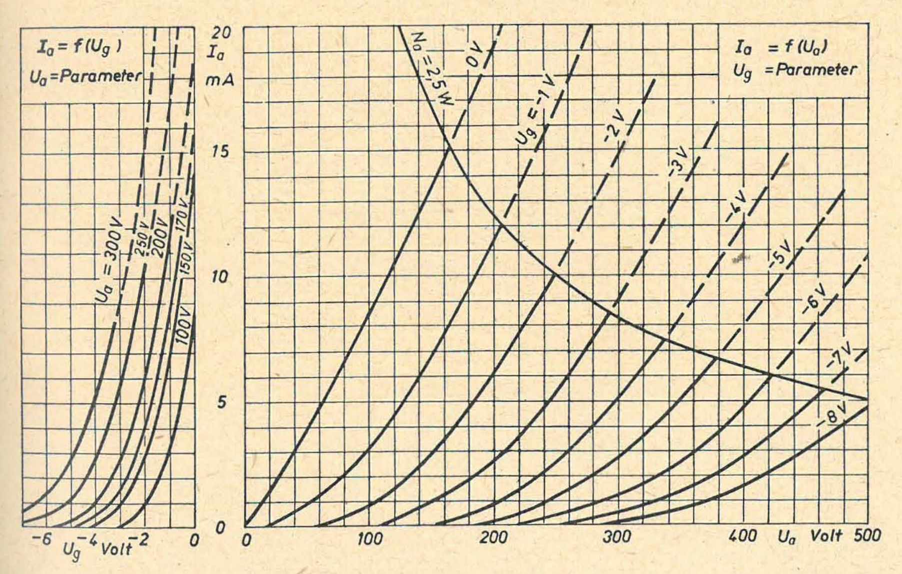
¹) Falls Gitterstrom auftritt, muß die Gittervorspannung gegebenenfalls bis auf −1,5 V erhöht werden.

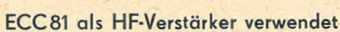
ECC 81 als Mischröhre verwendet

I_a, I_g, S_d, S_c, R_i = f ($U_{osz\,eff}$)

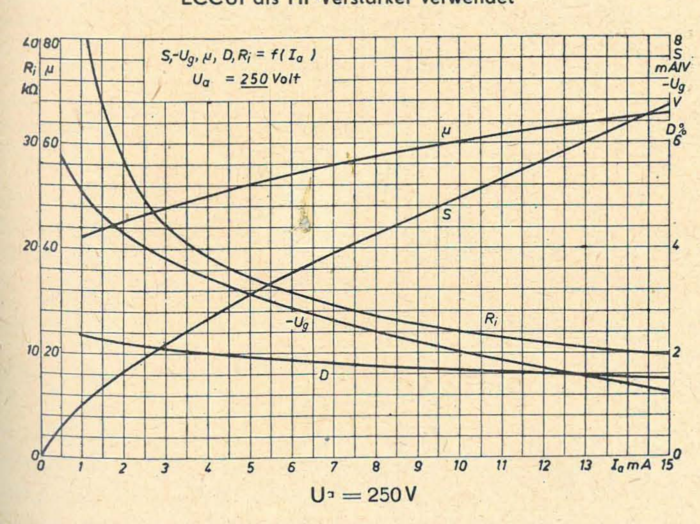


Statische Kennlinien

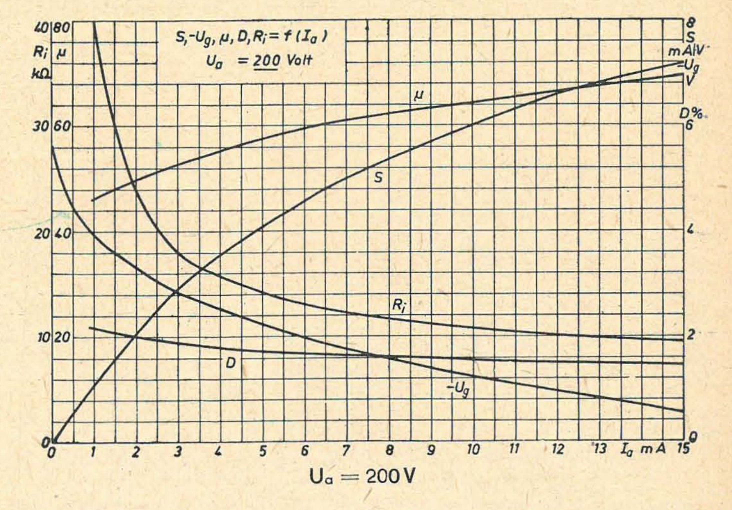



ECC 81 als HF-Verstärker verwendet

S, $-U_g$, μ, D, R_i, in Abhängigkeit vom Anodenstrom



U_a = 250 V



U_a = 200 V

Betriebswerte als selbstschwingende Mischröhre (additive Mischung)

Werte je System

U_a	250	200	170	100	V
$U_{osz\,eff}$	2,5	2,5	2,5	2,5	V
S_d[1])	3,1	2,7	2,1	1,5	mA/V
S_c	2,1	1,9	1,7	1,3	mA/V
I_a	7,6	5	3,7	1,5	mA
I_g	4,2	4,2	4,1	3,8	µA
R_i	17,5	21,5	24,5	17	kΩ
R_g	1	1	1	1	MΩ
$R_g \times I_g$	— 4,2	— 4,2	— 3,7	— 3	V
$r_ä$ ca.	1,8	1,85	2,1	2,5	kΩ

Eingangswiderst. r_e (100 MHz) ca. 10 bis 12 kΩ

Grenzwerte je System

Anodenkaltspannung	$U_{aL\,max}$	550	V
Anodenspannung	$U_{a\,max}$	300	V
Anodenbelastung	$N_{a\,max}$	2,5	W
Katodenstrom	$I_{k\,max}$	15	mA
Negative Gittervorspannung	$U_{g\,max}$	-50	V
Gitterableitwiderstand	$R_{g\,max}$	1	MΩ
Spannung zwischen Faden und Katode	$U_{f/k\,max}$	100	V
Äußerer Widerstand zwischen Faden u. Katode	$R_{f/k\,max}$	20	kΩ
Gitterstromeinsatz (bei $I_g \leqq 0{,}3$ µA)	U_{ge}	— 1,3	V

[1]) S_d = dynamische Steilheit für $U_{ZF\,eff}$ 100 mV.

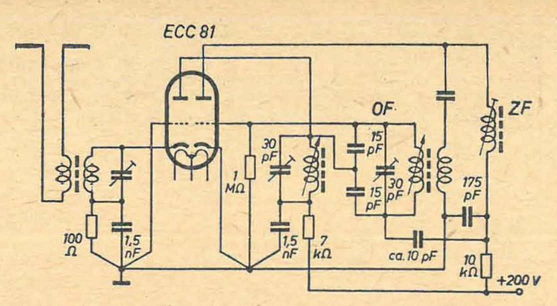
Kapazitäten

Katodenbasisschaltung

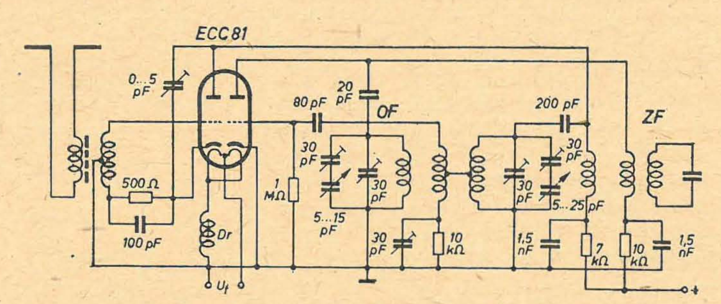
	System I		System II	
c_e	ca. 2,5		ca. 2,5	pF
c_a	ca. 0,45		ca. 0,35	pF
$c_{g/a}$	ca. 1,7		ca. 1,7	pF
$c_{f/k}$	ca. 2,4		ca. 2,4	pF
$c_{gI/gII}$		$\leqq$ 0,005		pF
$c_{gI/aII}$		< 0,06		pF
$c_{gII/aI}$		< 0,025		pF

Gitterbasisschaltung

	System I		System II	
$c_{a/k}$	ca. 0,18		ca. 0,18	pF
$c_{k/g+f}$	ca. 4,8		ca. 4,8	pF
$c_{a/g+f}$	ca. 1,9		ca. 1,8	pF
$c_{aI/aII}$		$\leqq$ 0,4		pF

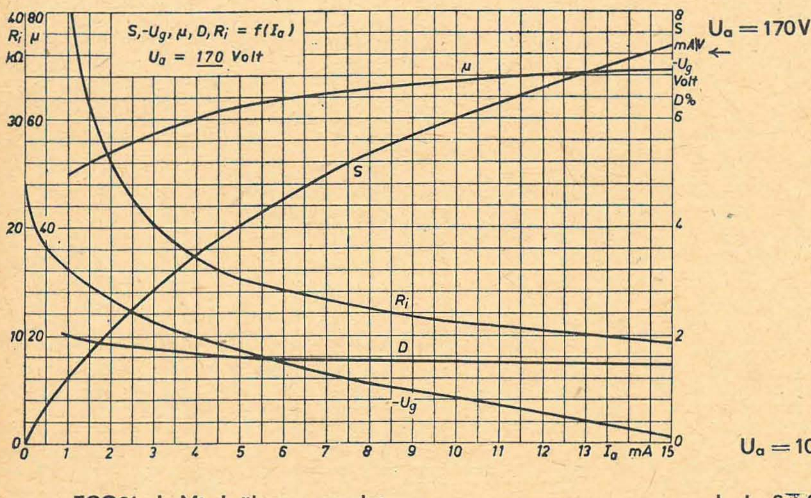


UHF-Gitterbasisschaltung, kapazitiv an die selbstschwingende Mischstufe gekoppelt

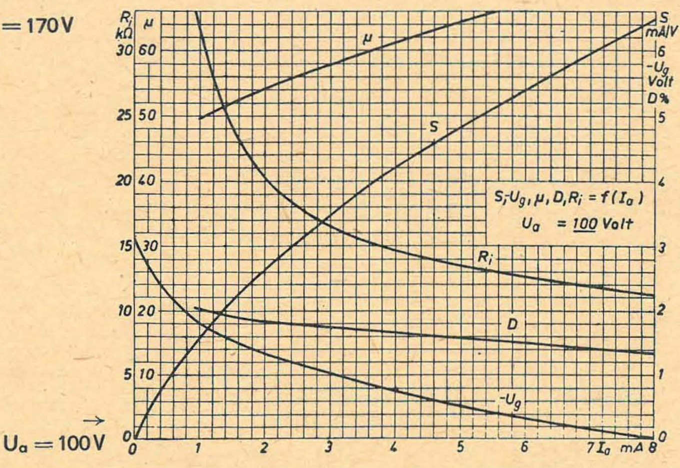


UHF-Zwischenbasisschaltung, induktiv an die selbstschwingende Mischstufe gekoppelt

ECC 81 als HF-Verstärker verwendet

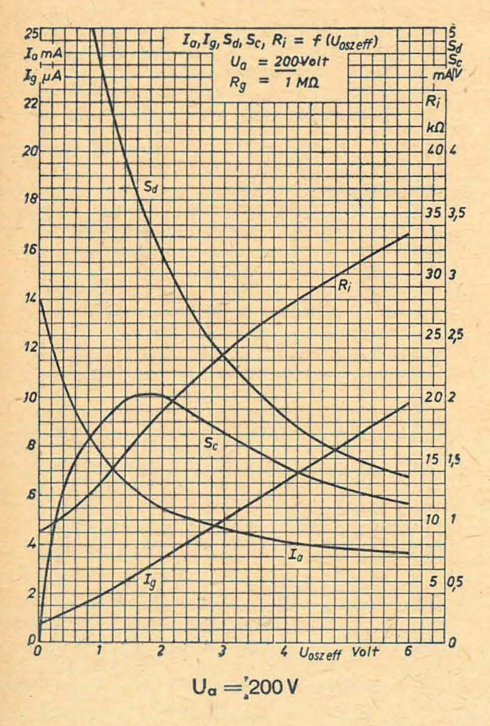


$S, -U_g, \mu, D, R_i$ in Abhängigkeit vom Anodenstrom

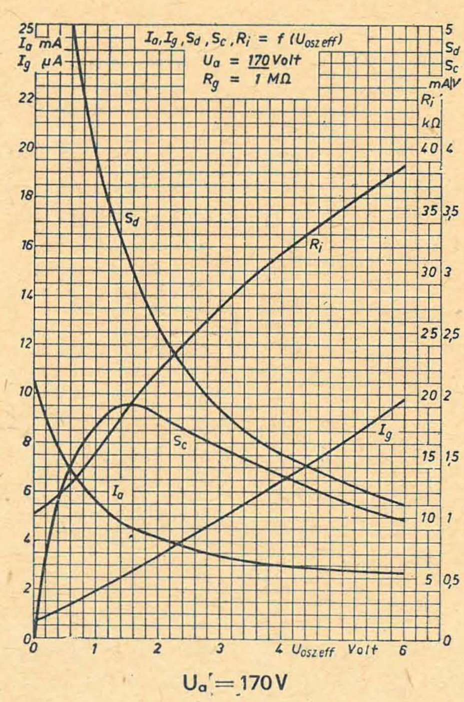


ECC 81 als Mischröhre verwendet

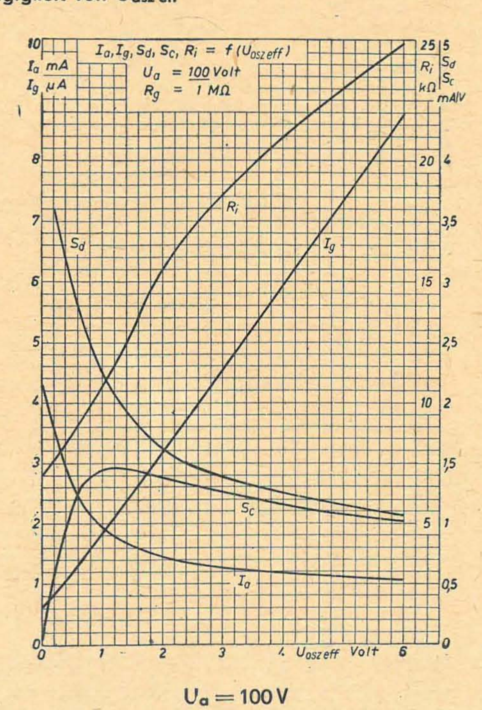
I_a, I_g, S_d, S_c, R_i in Abhängigkeit von $U_{osz\,eff}$



U_a = 200 V



U_a = 170 V



U_a = 100 V

A. Hörrundfunk

Von Dipl.-Ing. ALEXANDER RASCHKOWITSCH

18. Fortsetzung

Die Rauschleistung ist also vom Widerstandswert unabhängig und wird nur von der Temperatur und dem zu übertragenden Frequenzband beeinflußt. Einem gegebenen Widerstand R kann nach $N_R = \frac{U_R^2}{R}$ eine Rauschspannung zugeordnet werden.

Bei der absoluten Temperatur $T_0 = 293° K = 20° C$[1]) (annähernd Zimmertemperatur) gilt folgende Formel für den Effektivwert der Rauschspannung U_R am Widerstand R:

$$U_R = 0{,}13 \sqrt{\Delta f \cdot R}. \quad (86)$$

U_R in μV,
Δf in kHz,
R in kΩ.

Die Rauschspannung ist um so größer, je größer der Widerstandswert und je größer das Frequenzband ist. Im Bild 239 ist die Rauschspannung in Abhängigkeit vom Widerstand mit dem zu übertragenden Frequenzband als Parameter nach Gleichung (86) dargestellt.

Handelt es sich um Resonanzkreise, entsteht die Rauschspannung praktisch nur am Verlustwiderstand r_L der Spule. Sie wird jedoch mit der Güte Q_L überhöht, so daß man als Rauschquelle den Resonanzwiderstand Z_r betrachten muß. Das zu übertragende Frequenzband ist durch die Bandbreite des Schwingungskreises gegeben.

Bei Röhren treten durch unregelmäßiges Aussenden der Elektronen aus der Katode Anodenspannungsschwankungen auf, die ein ähnliches Spektrum wie das Wärmerauschen der Widerstände aufweisen. Um einen Vergleich des Röhrenrauschens, hervorgerufen durch unregelmäßige Elektronenbewegung, mit dem Widerstandsrauschen durchführen zu können, denkt man sich die Anodenspannungsschwankungen durch entsprechende Gitterspannungsschwankungen an einem Widerstand verursacht. So erhält man den äquivalenten Ersatzrauschwiderstand $r_ä$ der Röhre.

Der äquivalente Röhrenrauschwiderstand läßt sich bei Mehrgitterröhren mit genügender Genauigkeit nach folgender Formel bestimmen:

$$r_ä \approx \frac{2{,}5}{S} + 20 \frac{I_a \, I_{g2}}{S^2 \, (I_a + I_{g2})}. \quad (87)$$

$r_ä$ in kΩ,
I in mA,
S in mA/V.

$r_ä$ ist von der Röhrensteilheit S, dem Anodenstrom I_a und dem Schirmgitterstrom I_{g2}, das heißt vom Arbeitspunkt, abhängig.

Bei Trioden ist $I_{g2} = 0$, so daß für den äquivalenten Triodenrauschwiderstand gilt:

$$r_ä \approx \frac{2{,}5}{S} \cdot \quad r_ä \text{ in k}\Omega\text{, S in mA/V}. \quad (88)$$

Trioden besitzen also einen kleineren Rauschwiderstand als Pentoden, da das Rauschen des Schirmgitters wegfällt.

Beispiel: Wie groß ist der äquivalente Rauschwiderstand der HF-Pentode EF 80 mit den Daten S = 6,8 mA/V, I_a = 10 mA und I_{g2} = 2,8 mA? Nach Gleichung (87) gilt:

$$r_ä = \frac{2{,}5}{6{,}8} + 20 \frac{10 \cdot 2{,}8}{6{,}8^2 \cdot (10 + 2{,}8)}$$
$$= 0{,}368 + 0{,}946 = 1{,}314 \text{ k}\Omega.$$

Der vom Hersteller angegebene Wert beträgt $r_ä$ = 1,2 kΩ.

Bei den modernen Röhren liegt der Rauschwiderstand $r_ä$ in der Größenordnung von einigen Kiloohm, so daß das Röhrenrauschen im allgemeinen gegenüber dem Widerstandsrauschen vernachlässigt werden kann. Bei Gitterableitwiderständen von einigen 100 kΩ und einem zu übertragenden Frequenzband von 1 MHz treten nach Bild 239 Rauschspannungen von einigen 10^{-5} V auf. Man erhält somit bei 10^5facher Verstärkung am Ausgang einige Volt Rauschspannung. Dieser Störeffekt begrenzt die Verstärkung, da das Eingangssignal im Rauschen untertaucht, sobald Eingangs- und Rauschsignal von gleicher Größenordnung sind.

Durch geeignete Röhrenwahl und entsprechende Dimensionierung der Schaltung läßt sich das Rauschen auf ein Minimum herabsetzen. Die Bemessung der ersten Verstärkerstufe ist besonders kritisch, da die Rauschspannungen mit verstärkt werden. Zur Erzielung einer möglichst kleinen Rauschspannung sind die Gitterableitwiderstände der Vorstufen so klein zu wählen, wie es mit Rücksicht auf die untere Grenzfrequenz vertretbar ist. Damit rückt in der ersten Stufe das Röhrenrauschen in den Vordergrund, das durch rauscharme Röhren weitgehend herabgesetzt werden kann. Dabei ist der Einsatz von Trioden ($r_ä$ = 0,5 bis 3 kΩ) günstiger als der von Pentoden ($r_ä$ = 1 bis 10 kΩ), da das Stromverteilungsrauschen des Schirmgitters entfällt. Berücksichtigen wir diese Tatsachen, wird die Rauschspannung meist auf einige μV herabgesetzt, so daß 10^6- bis 10^8fache Maximalverstärkungen erzielt werden können.

Bei zusammengesetzten Rauschquellen werden bei Reihenschaltung die Rauschwiderstände und bei Parallelschaltung die Rauschleitwerte addiert. Sie müssen allerdings die gleiche Rauschtemperatur besitzen bzw. auf eine solche umgerechnet werden.

Das Rauschen am Röhrenausgang kann man sich daher aus der Reihenschaltung des Gitterkreiswiderstandes R und des äquivalenten Röhrenrauschwiderstandes $r_ä$ entstanden denken:

$$R_{ges} = R + r_ä. \quad (89)$$

Der Gitterkreiswiderstand ist eine Parallelschaltung des Gitterableitwiderstandes R_g bzw. des Resonanzwiderstandes des Gitterschwingungskreises Z_r und des Röhreneingangswiderstandes r_e. Der letztere macht sich erst im KW- und UKW-Bereich bemerkbar.

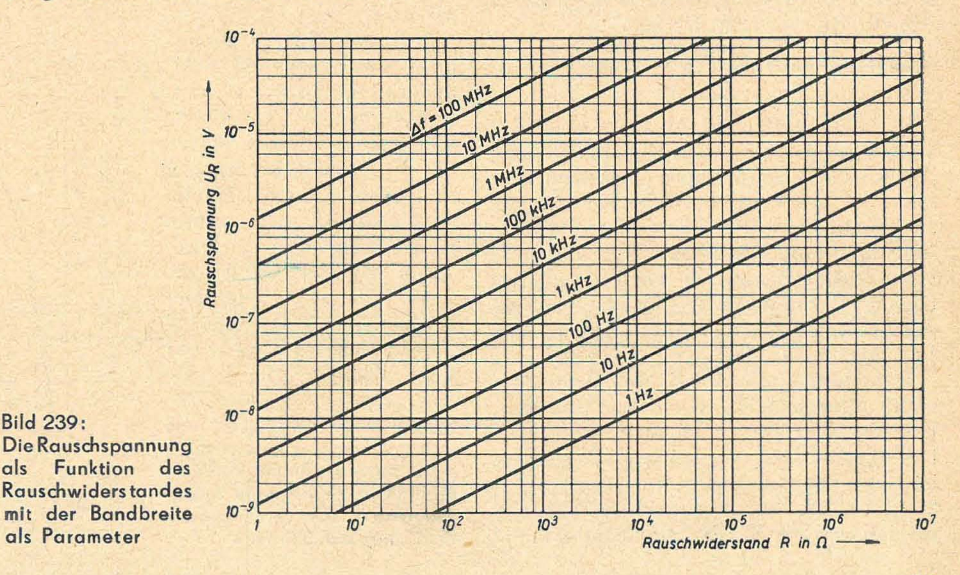


Bild 239: Die Rauschspannung als Funktion des Rauschwiderstandes mit der Bandbreite als Parameter

[1]) Es ist 0° C = 273° K

Beispiel: Wie groß ist die Rauschspannung der HF-Pentode EF 80 im Kurzwellengebiet bei einer Frequenzbandbreite von 10 kHz, wenn der Resonanzwiderstand des Gitterschwingkreises mit $Z_r = 10\ k\Omega$ angenommen wird? Einer Röhrentabelle entnehmen wir: $r_ä = 1{,}2\ k\Omega$ und $r_e = 15\ k\Omega$. Für R_{ges} gilt nun:

$$R_{ges} = \frac{r_e Z_r}{r_e + Z_r} + r_ä$$

$$= \frac{150}{25} + 1{,}2 = 7{,}2\ k\Omega.$$

Für die Rauschspannung erhalten wir nach Gleichung (86):

$$U_R = 0{,}13 \sqrt{10 \cdot 7{,}2} = 1{,}1\ \mu V.$$

Funkeleffekt

Im Niederfrequenzbereich unterhalb etwa 1000 Hz erhöht sich der äquivalente Rauschwiderstand wesentlich durch den sogenannten Funkeleffekt. Der Funkeleffekt wird durch das spontane Verändern des Katodenmaterials infolge der Elektronenemission verursacht. Die durch diesen Effekt entstehenden Schwankungen des Katodenstromes betragen bei niedrigen Frequenzen ein Vielfaches des Röhrenrauschens. Den durch den Funkeleffekt hervorgerufenen Anodenstromschwankungen kann ebenfalls ein äquivalenter Rauschwiderstand zugeordnet werden, der jedoch frequenzabhängig ist und bei kleineren Frequenzen größer wird.

Der Funkeleffekt wird durch Verwenden eines geeigneten Katodenmaterials (z. B. Thorium) und durch eine möglichst hohe Heizleistung der Röhren wesentlich verringert. Auch die Begrenzung des zu übertragenden Frequenzbandes nach unten setzt den Funkeleffekt herab. Diese Einengung des Frequenzbandes hängt im wesentlichen vom verwendeten Lautsprecher ab, da es wenig Sinn hat, eine tiefere untere Grenzfrequenz zu wählen, als der Lautsprecher tatsächlich abstrahlen kann.

Auf die Verstärkerempfindlichkeit hat der Funkeleffekt insofern einen geringen Einfluß, als er gegenüber dem Rauschen der Röhren und Widerstände, das von der Gesamtbandbreite abhängt [vgl. Gleichung (86)], zu vernachlässigen ist; denn er wirkt sich nur bis zu einer maximalen Bandbreite von 1000 Hz aus.

Grenzempfindlichkeit (kT_0-Wert)

Durch das elektronische Rauschen von Schaltelementen und Röhren sind der Verstärkung von Übertragungsanlagen (Verstärker, Empfänger) Grenzen gesetzt. Es hat wenig Sinn, Nutzleistungen zu verstärken, die unter der Rauschleistung liegen. Die gerade noch verstärkbare Nutzleistung N_N ergibt sich bei Gleichheit von Nutz- und Rauschleistung, das heißt bei einem Rauschabstand von 1 : 1 oder 0 db.

Den theoretisch günstigsten Grenzwert stellt offensichtlich Gleichung (85) dar. Um Verstärker verschiedener Bandbreiten miteinander vergleichen zu können, ist es zweckmäßig, die Temperatur $T_0 = 300°\ K$ als Bezugstemperatur zu wählen und die für den Rauschabstand 1 erforderliche Nutzleistung je Hertz Bandbreite anzugeben. Dann ergibt sich als optimaler Grenzwert:

$$\frac{N_N}{\Delta f} = k T_0 = 4 \cdot 10^{-21} \text{ in Ws.} \qquad (90)$$

Bei Empfindlichkeitsangaben vergleicht man die Grenzempfindlichkeit eines Empfängers oder Verstärkers mit dem Optimalwert $1\ kT_0 = 4 \cdot 10^{-21}$ Ws und mißt sie somit in der Einheit kT_0. Man gibt also zum Beispiel an, ein Verstärker hat eine Grenzempfindlichkeit von $40\ kT_0$. Je größer der kT_0-Wert eines Verstärkers, um so geringer ist seine Empfindlichkeit. Der genannte Verstärker ist also 40 mal unempfindlicher, als die optimale Grenzempfindlichkeit es zulassen würde.

Die Grenzempfindlichkeit ist von der Verstärkung, der Frequenz (Wellenlänge) und bei optimaler Ankopplung auch von den Antenneneigenschaften unabhängig. Sie ist also ganz anders definiert als die Empfindlichkeit eines Rundfunkempfängers, für die der Wert einer zu 30% modulierten HF-Eingangsspannung angegeben wird, der am Empfängerausgang eine Nutzleistung von 50 mW erzeugt. Diese Empfindlichkeit ist ein Maß für die Gesamtverstärkung eines Empfängers oder Verstärkers.

Neben dem Widerstands- und Röhrenrauschen tritt bei Empfängern ein zusätzliches, durch die Empfangsantenne induziertes Rauschen auf, das man im Gegensatz zum inneren Rauschen als äußeres Störrauschen (Antennenrauschen) bezeichnet. Dieses setzt sich aus atmosphärischen Störungen und Störstrahlungen elektrischer Geräte aller Art zusammen und vermindert die wirksame Grenzempfindlichkeit. Da sich die atmosphärischen Störungen zeitlich ständig ändern, ist ein einwandfreies Erfassen des äußeren Störpegels schwierig.

Es sei nur soviel erwähnt, daß der äußere Störpegel weitgehend von der Signalfrequenz (Wellenlänge) abhängt und im LW- und MW-Bereich wesentlich über dem des inneren Rauschens liegt, so daß dieses keine Rolle spielt und vernachlässigt werden kann. Erst im KW- und UKW-Bereich ist das innere Rauschen für den Störpegel bestimmend, da hier das Antennenrauschen bedeutungslos wird.

Der bei einer Übertragung anzustrebende Störabstand hängt im wesentlichen von der Art der zu übertragenden Nachrichten ab. Für gute Übertragung und Wiedergabe von Musikdarbietungen ist erfahrungsmäßig ein Störabstand von etwa 60 db erforderlich. Für Telefoniebetrieb sind 40 db und bei Telegrafiebetrieb sogar nur 6 db ausreichend.

Anpassung

Mit Anpassung bezeichnet man in der Elektrotechnik im allgemeinen die Belastung einer Stromquelle mit konstanter EMK und konstantem Innenwiderstand in der Weise, daß der Belastungswiderstand (Außenwiderstand) R_a gleich dem Innenwiderstand R_i ist. Für diesen Fall gibt die Stromquelle die maximale Leistung ab. Allerdings beträgt der Wirkungsgrad nur 50%, da der Innenwiderstand die halbe Leistung verbraucht.

Für den Fall, daß nicht die maximale Leistung, sondern ein möglichst großer Strom bzw. eine große Spannung ausschlaggebend ist, wird man eine Unteranpassung ($R_a < R_i$) bzw. eine Überanpassung ($R_a > R_i$) vornehmen.

Im Bild 240 sind diese Verhältnisse grafisch dargestellt. Auf der Abszisse ist das Verhältnis R_a/R_i aufgetragen, und die Ordinate gibt die Verhältnisse $\mathfrak{N}_a/\mathfrak{N}_{a\,max}$, $\mathfrak{U}_a/\mathfrak{U}_{a\,max}$ und $\mathfrak{J}_a/\mathfrak{J}_{a\,max}$ an. Der Fall $R_a = 0$ wird Stromanpassung genannt, und bei $R_a \to \infty$ spricht man von Spannungsanpassung. Bei Leistungsanpassung ($R_a = R_i$) sind Strom und Spannung auf den halben Maximalwert abgesunken (vgl. Bild 240).

Diese Anpassungsverhältnisse treten näherungsweise nur bei Eingitterröhren und Spannungsverstärkung auf. Sind Mehrgitterröhren für eine Spannungsverstärkung eingesetzt, so ist wegen des hohen Innenwiderstandes praktisch nur eine Unteranpassung möglich.

Bei Endröhren sind die Voraussetzungen der konstanten EMK und des konstanten Innenwiderstandes nicht erfüllt. Diese Größen hängen vielmehr von der Aussteuerung ab. Da die zulässige Anodenverlustleistung vorgeschrieben ist, und da andererseits eine möglichst symmetrische Aussteuerung des Kennlinienfeldes erforderlich ist, ergeben sich hier andere Anpassungsverhältnisse. Daher sind bei einer Endröhre größere Leistungen zu erzielen, wenn man nicht an den Innenwiderstand anpaßt, sondern je nach Röhre und Schaltung eine Über- oder Unteranpassung vornimmt. Man spricht dann zweckmäßiger von einer optimalen Anpassung, die das Diagramm Bild 241 entsprechend den vorausgegangenen Ausführungen veranschaulicht.

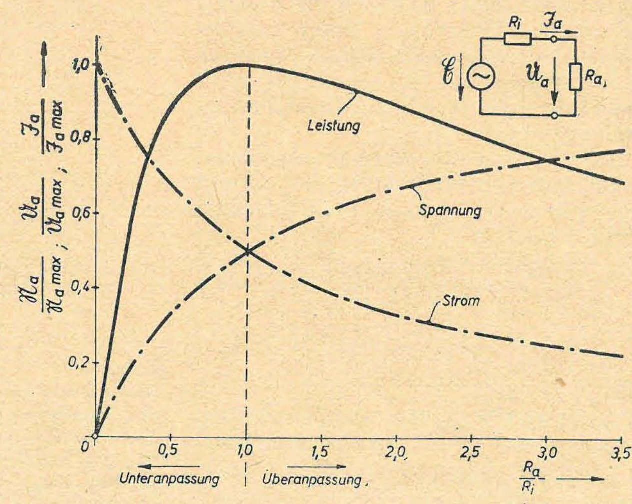


Bild 240: Abhängigkeit von Strom, Spannung und Leistung einer Stromquelle mit konstanter EMK und konstantem Innenwiderstand bei verschiedenen Belastungswiderständen

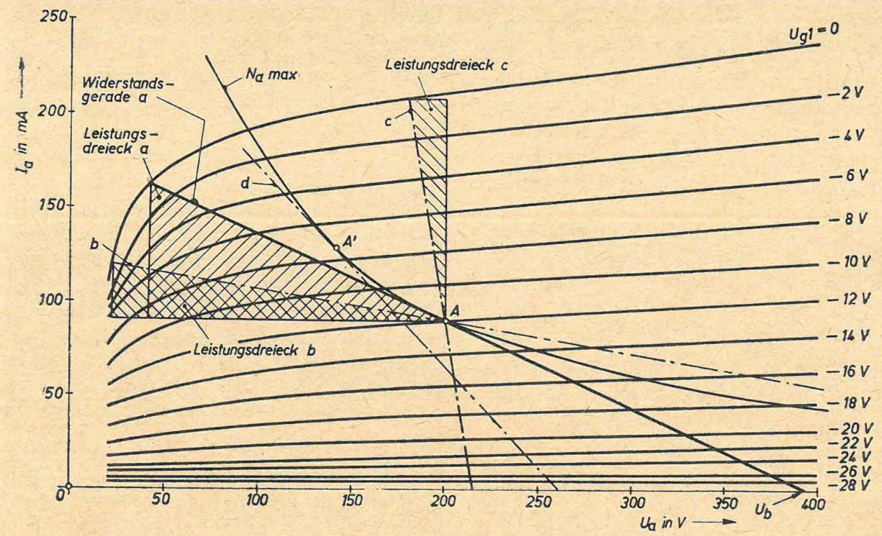


Bild 241: Ermittlung der maximalen Wechselstromleistung einer Röhre

Im I_a-U_a-Kennlinienfeld einer Pentode ist die Anodenwiderstandsgerade (a) so gelegt, daß bei maximaler Wechselstromleistung die kleinsten Verzerrungen auftreten, das heißt, daß die Aussteuerung möglichst symmetrisch erfolgt (vgl. auch Bild 206). Die Widerstandsgerade verbindet die Betriebsspannung U_b mit dem Kennlinienknick für $U_{g1} = 0$ und berührt die Anodenverlusthyperbel im Arbeitspunkt A. Sie entspricht nicht dem Röhreninnenwiderstand, der die Neigung des flachen Kennlinienteiles hat.

Würde der Anodenwiderstand größer werden, das heißt die Widerstandsgerade flacher verlaufen (b), so sinkt offensichtlich die Anodenstromaussteuerung, und das Leistungsdreieck wird kleiner, während in der Spannungsaussteuerung eine beträchtliche Unsymmetrie entsteht. Bei kleinerem Anodenwiderstand, also bei einer steiler verlaufenden Widerstandsgeraden (c), sinkt die Anodenspannungsaussteuerung, und die Leistung wird ebenfalls kleiner. Abgesehen davon wäre auch die zulässige Anodenverlustleistung bei positiven Halbschwingungen des Anodenwechselstromes wesentlich überschritten. Eine etwaige Leistungsanpassung nach $R_a = R_i$ ist sinnlos, da der Anodenwechselstrom und somit auch die Leistung praktisch auf Null zurückgehen.

Arbeitet man nicht mit einem festen Arbeitspunkt A, sondern läßt ihn auf der Verlusthyperbel gleiten (A'), um damit deren Überschreiten zu vermeiden, so erhält man beträchtliche Aussteuerungsunsymmetrien und dadurch Verzerrungen (vgl. Widerstandsgerade d im Bild 241).

Betrachtet man die optimale Wechselstromleistung im Zusammenhang mit den jeweils auftretenden Verzerrungen bei Vollaussteuerung, so zeigt Bild 242, daß bei Endtrioden für einen kleinen Klirrfaktor eine Überanpassung[1]) anzustreben ist. Dabei geht allerdings die erzielbare Wechselstromleistung zurück. Man schließt hier zweckmäßig einen Kompromiß, der bei zulässigem Klirrfaktor eine genügende Leistung sicherstellt. Im Bild 242 ist dieser Punkt mit dem Außenwiderstand $R_{a\,opt}$ angedeutet. Es ist bei Endtrioden für $K = 5\%$ $R_{a\,opt} \approx 4\,R_i$.

Bei Endpentoden sind die Verhältnisse eindeutiger, da der Klirrfaktor ein ausgeprägtes Minimum besitzt. Man wählt zweckmäßigerweise den diesem Punkt entsprechenden Widerstandswert als Außenwiderstand (vgl. Bild 243). Dies ergibt eine leichte Unteranpassung. Bei Endpentoden ist $R_{a\,opt} \approx \frac{1}{7}\,R_i$ für $K = 10\%$. Der optimale Außenwiderstand kann bei Pentoden nach der Faustformel $R_{a\,opt} = U_a/I_a$ genügend genau berechnet werden. Der absolute Klirrfaktor ist bei Pentoden allerdings höher als bei Trioden, wie in den Bildern 242 und 243 angedeutet ist.

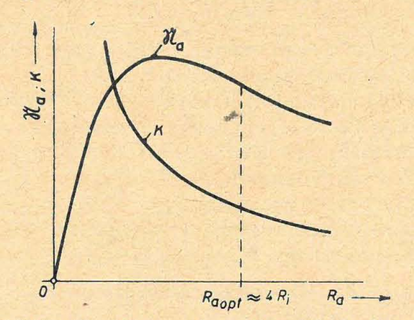


Bild 242: Klirrfaktor und erzielbare Wechselstromleistung einer Endtriode bei Vollaussteuerung

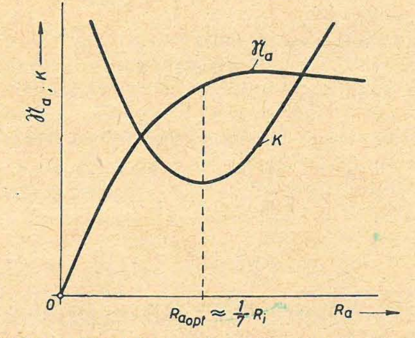


Bild 243: Klirrfaktor und erzielbare Wechselstromleistung einer Endpentode bei Vollaussteuerung

Die in den Röhrendatenlisten angegebenen Außenwiderstände stellen die Optimalwerte für die betreffenden Röhren dar, die dem besprochenen Verhalten der Röhren entsprechen. Es empfiehlt sich dringend, diese Werte, wie auch alle sonstigen Daten, im Betrieb einzuhalten.

Lautsprecheranpassung

Da der wirksame Lautsprecherwiderstand, der sich bei elektrodynamischen Lautsprechern im wesentlichen aus dem Ohmschen Widerstand der Drahtwicklung und einem zusätzlichen induktiven Widerstand der Schwingspule zusammensetzt, meist viel kleiner ist (5 bis 200 Ω) als der erforderliche optimale Außenwiderstand, muß er mit Hilfe eines Ausgangsübertragers herauftransformiert werden. Wegen der Frequenzabhängigkeit des Lautsprecherwiderstandes erfolgt die Anpassung lediglich für eine mittlere Frequenz von 1000 Hz. Der Wechselstromwiderstand beträgt für diese Frequenz etwa 125% des Gleichstromwertes.

Bei elektromagnetischen Lautsprechern (Freischwingern) sind die physikalischen Zusammenhänge ähnlich. Der Schwingspule des dynamischen Lautsprechers entspricht die Eisenzunge des Freischwingers. Sie kann als eine Kurzschlußwicklung mit sehr wenigen Windungen aufgefaßt werden, während die Wicklung des Freischwingers als Primärseite wirkt und so bemessen ist, daß sich der richtige Außenwiderstand ergibt. Dabei muß beachtet werden, daß der Wechselstromwiderstand der Wicklung wegen der hohen Übersetzung (hohe Windungszahl) keineswegs in der Größenordnung des Gleichstromwertes liegt. Bei den handelsüblichen Freischwingern und Fernhörern liegt der Gleichstromwiderstand bei etwa 2000 Ω. Der Wechselstromwiderstand bei 1000 Hz beträgt je nach Ausführung 10 bis 20 kΩ.

Der Ausgangsübertrager

Obwohl für den Ausgangsübertrager grundsätzlich die gleichen Gesichtspunkte wie für den Zwischenübertrager gelten, ist es doch zweckmäßiger, die Berechnung des Ausgangsübertragers getrennt zu behandeln. Im Gegensatz zum Zwischenübertrager liegt beim Ausgangsübertrager parallel zur Primärwicklung der optimale Außenwiderstand R_a.

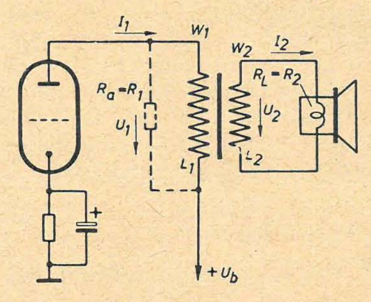


Bild 244: Prinzipschaltung einer Endröhre mit Ausgangsübertrager

Bild 244 stellt die prinzipielle Schaltanordnung einer Endröhre mit Ausgangsübertrager dar. Der Lautsprecherwiderstand R_L wird durch den Übertrager auf R_a vergrößert, das heißt, es ist $ü^2 R_a = R_L$, wenn für ü geschrieben wird:

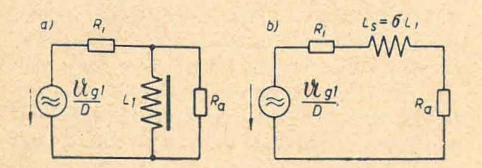
$$ü = \frac{w_2}{w_1} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_1}{I_2} = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}. \quad (91)$$

[1]) Man beachte, daß hier eine Überanpassung in bezug auf die optimale Anpassung gemeint ist.

Die entsprechende Ersatzschaltung bei Vernachlässigung der schädlichen Kapazitäten zeigt Bild 245. Dabei ist die auftretende Streuung durch die Streuinduktivität L_s, die Verlustwiderstände der Primär- und Sekundärwicklung sind durch r_1 und $\frac{r_2}{ü^2}$ berücksichtigt. Die schädlichen Kapazitäten haben keinen Einfluß auf den Frequenzgang, da wegen der großen Belastung des Übertragers keine Resonanzüberhöhungen auftreten können, was beim Zwischenübertrager, der praktisch im Leerlauf betrieben wird, der Fall ist.

Bild 245: Ersatzschaltung des Ausgangsübertragers

Betrachten wir das Ersatzschaltbild 245 bei Vernachlässigung der Verlustwiderstände für tiefe, hohe und mittlere Übertragungsfrequenzen, so erhalten wir die im Bild 246 dargestellten vereinfachten Ersatzschaltbilder.



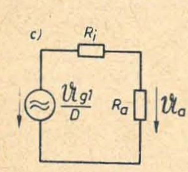


Bild 246: Vereinfachte Ersatzschaltbilder
a) für die untere Grenzfrequenz
b) für die obere Grenzfrequenz
c) für den mittleren Frequenzbereich

Bei den tiefen Frequenzen kann der Einfluß der geringen Streuinduktivität vernachlässigt werden (vgl. Bild 246). Wechselstrommäßig liegt R_i ebenfalls parallel zu L_1, da die Spannungsquelle einen Kurzschluß bildet. In diesem Falle stellt die Schaltung einen Hochpaß nach Bild 118 dar [DEUTSCHE FUNK-TECHNIK Nr 5 (1953) S. 155]. Für die untere Grenzfrequenz f_u gilt somit:

$$\omega_u L_1 = \frac{R_a R_i}{R_a + R_i} \tag{92}$$

oder

$$f_u = \frac{R_a R_i}{2\pi L_1 (R_a + R_i)}. \tag{92a}$$

Für die obere Grenzfrequenz f_o gilt die vereinfachte Ersatzschaltung Bild 246b. Da ωL_1 groß gegen ωL_s ist, kann sein Einfluß vernachlässigt werden. Hier liegt die Streuinduktivität L_s praktisch in Reihe mit R_i und R_a. Also ist

$$\omega_o L_s = R_i + R_a \tag{93}$$

oder

$$f_o = \frac{R_i + R_a}{2\pi L_s}. \tag{93a}$$

Schreiben wir für $L_s = \sigma L_1$, wobei σ den sogenannten Streufaktor darstellt, so gilt für die zulässige Streuung:

$$\sigma \leqq \frac{R_i + R_a}{2\pi f_o L_1}. \tag{94}$$

Im mittleren Frequenzbereich heben sich die Einflüsse von L_s und L_1 gegenseitig auf, so daß eine Ohmsche Spannungsteilung an R_i und R_a entsteht. Hierdurch erhalten wir folgende Gleichung:

$$\frac{\mathfrak{U}_{g1}}{D} = \frac{R_i + R_a}{R_a} \cdot \mathfrak{U}_a \tag{95}$$

oder

$$\mathfrak{V}_m = \frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_{g1}} = \frac{1}{D} \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a}. \tag{95a}$$

Ausdruck (95a) ist die bekannte Gleichung für die Verstärkung einer belasteten Röhre.

Der Frequenzgang eines belasteten Ausgangsübertragers hat also ebenfalls den Verlauf nach Bild 221.

Für das Verhältnis der oberen zur unteren Grenzfrequenz gilt nach Gleichung (93a) und (92a) unter Berücksichtigung von $L_s = \sigma L_1$

$$\frac{f_o}{f_u} = \frac{(R_i + R_a)^2}{R_i R_a} \cdot \frac{1}{\sigma}. \tag{96}$$

Um einen möglichst großen Frequenzbereich linear zu übertragen, muß also eine kleine Streuung erreicht werden. σ ist meist kleiner als 5%. Andererseits soll der Ausdruck $\frac{(R_i + R_a)^2}{R_i R_a}$ möglichst groß sein, was bei großen Abweichungen zwischen R_a und R_i der Fall ist.

Beispiel: Ermittle die elektrischen Daten eines Ausgangsübertragers für die Endpentode EL 11 mit den Daten $S = 9$ mA/V, $R_i = 50$ kΩ.

Gegeben: Günstigster Außenwiderstand bei A-Verstärkung $R_a = 7$ kΩ,
Schwingspulenwiderstand des dynamischen Lautsprechers $R_L = 5$ Ω,
Verstärkungsrückgang an den Grenzen des Frequenzbandes $p = 70$%,
untere Grenzfrequenz $f_u = 50$ Hz,
obere Grenzfrequenz $f_o = 10$ kHz,
Sprechleistung $\mathfrak{N}_a = 4{,}5$ W.

Gesucht: Übersetzungsverhältnis ü,
Primärinduktivität L_1,
zulässige Streuinduktivität und Streufaktor,
Eisengewicht,
maximale Verstärkung,
Gitterwechselspannungsbedarf zur Vollaussteuerung.

Für das Übersetzungsverhältnis gilt:

$$\frac{1}{ü} = \sqrt{\frac{R_a}{R_L}} = \sqrt{\frac{7000}{5}} = 37{,}4$$

oder

$$ü = 1 : 37{,}4.$$

Die Primärinduktivität L_1 errechnen wir nach Gleichung (92).

$$L_1 \geq \frac{R_a R_i}{\omega_u (R_a + R_i)} = \frac{7 \cdot 50 \cdot 10^6}{2\pi \cdot 50 \cdot 57 \cdot 10^3} = 19{,}6 \text{ H}.$$

Der zulässige Streufaktor berechnet sich nach Gleichung (94) zu:

$$\sigma = \frac{57 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 10^4 \cdot 19{,}6} = 0{,}0463 \mathrel{\widehat{=}} 4{,}63\%,$$

damit gilt für die Streuinduktivität L_s: $L_s = \sigma L_1 = 0{,}0463 \cdot 19{,}6 = 0{,}9$ H.

Für das erforderliche Eisengewicht gilt nach Gleichung (67):

$$G = 7{,}5 \frac{N}{f_t} = 7{,}5 \frac{4{,}5}{50} = 0{,}68 \text{ kg}.$$

Der Eisenkern muß mit einem Luftspalt versehen werden, da die Primärwicklung vom Anodengleichstrom durchflossen wird (A — Betrieb).

Die maximale Verstärkung ergibt sich nach Gleichung (95a) zu:

$$\mathfrak{V}_m = \frac{1}{D} \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a} = 450 \frac{7 \cdot 10^3}{57 \cdot 10^3} \approx 55 \text{fach},$$

für die Anodenwechselspannung $\mathfrak{U}_a$ gilt nach Gleichung (48):

$$\mathfrak{U}_a = \frac{2\mathfrak{N}_a}{\mathfrak{I}_a} = \frac{2\mathfrak{N}_a R_a}{\mathfrak{U}_a}$$

oder

$$\mathfrak{U}_a = \sqrt{2\mathfrak{N}_a R_a} = \sqrt{2 \cdot 4{,}5 \cdot 7 \cdot 10^3} = 250 \text{ V}.$$

Der Gitterwechselspannungsbedarf bei Vollaussteuerung ergibt sich bei 55facher Verstärkung zu

$$\mathfrak{V}_m = \frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_{g1}} = 55,$$

$$\mathfrak{U}_{g1} = \frac{250}{55} \approx 5 \text{ V}.$$

Hierbei ist zu beachten, daß dieser Wert die Amplitude angibt. Er ist also der Spitzenwert der Gitterwechselspannung.

Die Gleichungen (92) bis (95) gelten nur für einen Verstärkungsrückgang um den Faktor $p = 1/\sqrt{2}$. Bei anderen Werten für p müssen die Korrekturen entsprechend den Gleichungen (55) und (56) berücksichtigt werden.

Gegentaktausgangsübertrager

Für Gegentaktschaltungen gelten im wesentlichen die gleichen Beziehungen, wie wir sie für die einfache Endstufe abgeleitet haben. Lediglich das Übersetzungsverhältnis ist ein anderes, und zwar ist es für Gegentakt-A- und Gegentakt-B-Verstärker verschieden.

Bei der Gegentakt-A-Schaltung kann man annehmen, daß beide Endröhren in Reihe geschaltet sind, so daß sich ihre Außenwiderstände addieren (vgl. Bild 209). Für die Anpassung des Lautsprecherwiderstandes an den Gegentaktausgang von Anode zu Anode gilt

$$2 R_a ü^2 = R_L \tag{97}$$

oder

$$ü \approx \sqrt{\frac{R_L}{2 R_a}}. \tag{97a}$$

In der Gegentakt-B-Schaltung fließt der Anodenwechselstrom jeder Röhre nur während einer halben Periode, so daß jeweils nur die halbe Primärwindungszahl w_1 wirksam ist. Es gilt also:

$$\left(\frac{w_2}{\frac{w_1}{2}}\right)^2 R_a = R_L \tag{98}$$

oder

$$4 R_a ü^2 = R_L. \tag{98a}$$

Wird fortgesetzt

B. Fernsehrundfunk

Von WERNER TAEGER

2. Fortsetzung

Man wählte 50 Hz deswegen als Rasterfrequenz, um den Netzbrumm aus dem 50periodigen Wechselstromnetz zu vermeiden. Das ist auch der Grund dafür, daß man in den Vereinigten Staaten, wo eine Netzfrequenz von 60 Hz üblich ist, als Rasterfrequenz 60 Hz anwendet. Um bei dem Zeilensprungverfahren für die Ablenkung in Bild- und in Zeilenrichtung die gleiche Sägezahnkurve benutzen zu können, ist eine ungerade Zeilenzahl zu wählen. Die Abtastfrequenzen beider Richtungen stehen dann in einem Verhältnis wie 1 : + 0,5 zueinander (n ist eine ganze Zahl). Damit ist bei der Frequenzteilung

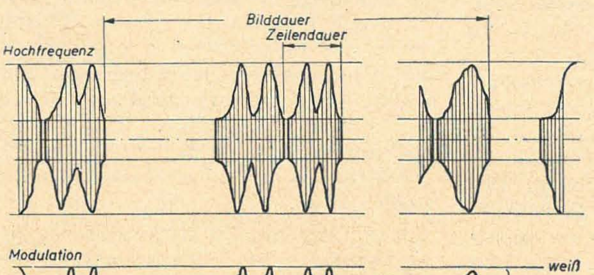


Bild 8: Senderaussteuerung, Bildsignal und Synchronisierimpulse

von der Zeilen- zur Rasterfrequenz nur ein Teilungsverhältnis mit den ungeradzahligen Faktoren 3, 5 und 7 möglich. Es ergeben sich somit folgende Zeilenzahlen:

$$225 = 3 \cdot 5 \cdot 3 \cdot 5$$
$$243 = 3 \cdot 3 \cdot 3 \cdot 3 \cdot 3$$
$$315 = 3 \cdot 5 \cdot 3 \cdot 7$$
$$343 = 7 \cdot 7 \cdot 7$$
$$375 = 3 \cdot 5 \cdot 5 \cdot 5$$
$$405 = 3 \cdot 3 \cdot 3 \cdot 3 \cdot 5$$
$$441 = 3 \cdot 7 \cdot 3 \cdot 7$$
$$525 = 3 \cdot 5 \cdot 5 \cdot 7$$
$$625 = 5 \cdot 5 \cdot 5 \cdot 5$$
$$819 = 3 \cdot 3 \cdot 7 \cdot 13$$

Bereits bei der alten Norm wurde im Einkanalverfahren die Trägerwelle mit den Synchronisierzeichen moduliert, wobei die Trennung von Bildsignal und Synchronisierzeichen folgendermaßen vor sich ging. Man teilte den gesamten Aussteuerungsbereich des Senders in zwei Gebiete auf und übertrug in dem Bereich zwischen 30 und 100% Senderaussteuerung die Bildmodulation, wobei dem Weißwert des Bildes eine 100prozentige Aussteuerung und dem Schwarzwert eine 30prozentige Aussteuerung zugeordnet wurde (Positivmodulation). Die Synchronisierzeichen wurden in den Pausen zwischen den einzelnen Zeilen bzw. Bildern gesandt, und zwar durch Austasten des Schwarzwertes (30%) auf den Nullwert. Zeilen- und Bildsteuerimpulse unterschieden sich dabei durch ihre Dauer (Bild 8). Das Schema der deutschen Fernsehnorm von 1937 zeigt Bild 9. Die Dauer des Zeilengleichlaufzeichens beträgt 10% und die des Bildgleichlaufzeichens 35% der Zeilendauer, außerdem wird vor jedem Zeilenimpuls das sogenannte Vorsignal (Schwarzwert) für die Zeit von 1% der Zeilendauer gegeben. Damit soll sichergestellt werden, daß der Einsatz des Zeilenimpulses unabhängig von der Bildmodulation erfolgt. Ferner enthielt die Norm noch die Bestimmung, daß die Bildmodulation für den Bildrücklauf noch während einer Zeit von 11 Zeilen ausgetastet wird.

Auf der Empfangsseite werden nach der Demodulation die Synchronisierzeichen von dem Bildsignal durch sogenannte Amplitudensiebe, über die bei der Behandlung der Empfängerschaltungen noch ausführlich zu sprechen sein wird, getrennt. Die abgetrennten Synchronisierimpulse steuern die von den Kippgeneratoren erzeugten Zeilen- und Bildkippschwingungen, wodurch ein absoluter Gleichlauf zwischen Bildzerleger und Bildempfänger erreicht wird.

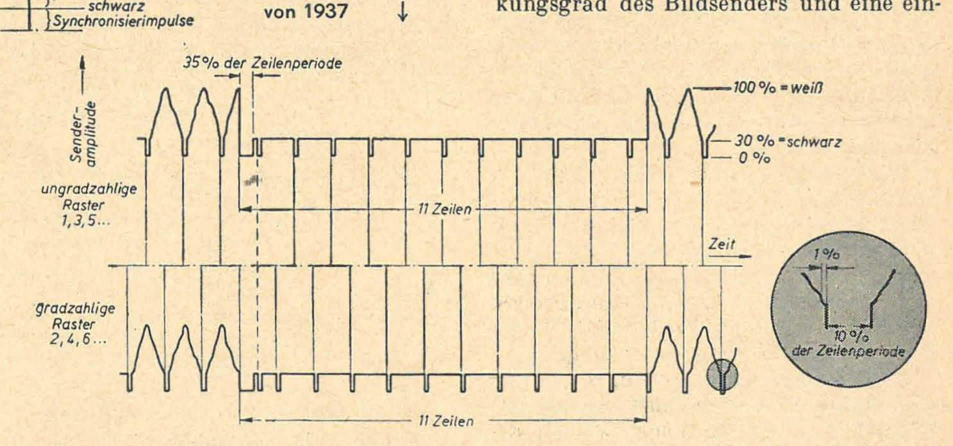


Bild 9: Schema der Fernsehnorm von 1937 ↓

Nach der alten Norm betrug das Seitenverhältnis Bildbreite zu Bildhöhe 6 : 5. Nach (5) ist daher die maximale Bildfrequenz mit einem Kellfaktor $k = 0{,}7$,

$$\frac{k_v}{k_h} = 1{,}14, \quad n = 441, \quad p = 1 \text{ und } N = 25$$

$$f_{max} = 0{,}5 \cdot 441^2 \cdot 25 \cdot 0{,}7 \left(\frac{6}{5} \cdot 1{,}14\right)$$
$$= 2{,}3 \text{ MHz.}$$

Wegen der verhältnismäßig kleinen Zeilenzahl kam man damals mit relativ schmalen Bändern aus. Der Abstand des Bildträgers vom Tonträger betrug bei 441-Zeilenbetrieb nur 2,8 MHz. Der Tonsender war in den Anfangszeiten des Fernsehens ebenso wie der Bildsender amplitudenmoduliert.

Es wurde die Positivmodulation angewendet, das heißt, daß einer steigenden Spannung auch eine wachsende Bildhelligkeit entsprach (30% der Aussteuerung entsprach dem Schwarzwert, 100% dem Weißwert). Der Nachteil der Positivmodulation ist, daß einfallende hochfrequente Störungen, die eine Erhöhung der Energie im Empfangskreis hervorrufen, im Fernsehbild als sehr störende weiße Punkte und Streifen erscheinen. Bei der heute fast allgemein angewandten Negativmodulation steuern diese Störspannungen die Helligkeit der Bildröhre ins Dunkle und erscheinen im Fernsehbild als schwarze Stellen, die vom Auge weniger störend empfunden werden als die sehr hellen „Störsterne" bei der Positivmodulation. Auch sonst weist die Negativmodulation bemerkenswerte Vorteile gegenüber der Positivmodulation auf, wie zum Beispiel einen größeren Wirkungsgrad des Bildsenders und eine einfachere Verwirklichung der automatischen Schwundregelung auf der Empfangsseite.

6. Geschichtliche Entwicklung des Fernsehens

Die folgenden Betrachtungen über die geschichtliche Entwicklung des Fernsehens sollen dazu beitragen, das Verständnis für die nicht immer einfachen Zusammenhänge beim Aussenden und beim Empfang von Bildzeichnen zu erleichtern.

Nehmen wir einmal an, es will jemand einem guten Bekannten das Wort „Fernsehen" (Bild 10) telegrafisch übermitteln, und zwar nicht als Wort, sondern als Wortbild. Er hat mit seinem Freund vereinbart, daß zur Übermittlung ein „Rastersystem" aus kleinen Quadraten verwendet werden soll. Außerdem sollen nur

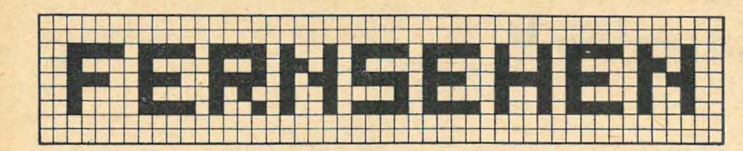
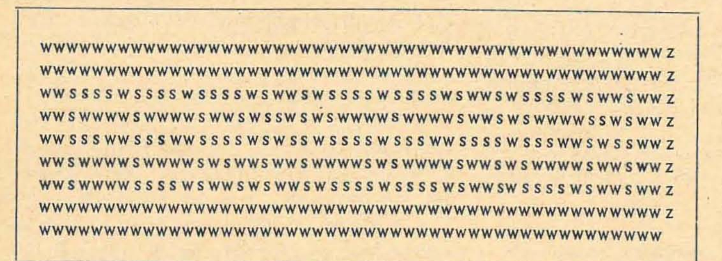


Bild 10: Durch Zusammenfügen schwarzer und weißer Felder entsteht das telegrafisch übermittelte Bild

drei Telegrafiezeichen benutzt werden, und zwar die Buchstaben „w" für Weiß, „s" für Schwarz und „z" für Zeilenwechsel. Für das zu übertragende Wortbild „Fernsehen" ergibt sich dann, wie man dem Bild 10 durch Abzählen der weißen und schwarzen Felder leicht entnehmen kann, das folgende Schema:



```
wwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwww z
wwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwww z
wwsssswsssswsssswswwswsssswsssswswwswsssswswwswwz
wwswwwwswwwwswwswsswswswwwwswwwwswwswswwwwsswswwz
wwssswwssswwsssswswsswsssswssswwsssswssswwswssww z
wwswwwwswwwwswswwswwswwwwswswwwwswwswswwwwswwswwz
wwswwwwsssswswwswswwswsssswsssswswwswsssswswwswwz
wwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwww z
wwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwwww
```

Die erste und die zweite „Zeile" des Bildes sind vollkommen weiß. Es wird also 48mal das Zeichen „w" telegrafiert, am Ende jeder Zeile ein „z", um dem Empfänger anzudeuten, daß er nun vom Ende der einen Zeile auf den Anfang der nächsten überzugehen hat. Beim Beginn der 3. Zeile werden nur zwei „w" telegrafiert, dann vier „s", wieder ein „w" und so fort bis zum Ende der dritten Zeile. Nun wird wieder der Buchstabe „z" telegrafiert, um anzudeuten, daß jetzt die Zeile 4 beginnt. Auf der vierten Zeile kommen zuerst zwei „w", dann ein „s", wieder vier „w" usw.

Bei genügend feiner Unterteilung des Rasters lassen sich mit dieser primitiven Methode auch komplizierte Bilder übermitteln, allerdings nimmt die Übertragung eines vollständigen Bildes sehr viel Zeit in Anspruch. Auf diesem Prinzip beruhte die seit den zwanziger Jahren viel benutzte Bildtelegrafieeinrichtung.

Beim modernen Fernsehen, wie es seit dem Jahre 1928 eingeführt worden ist, benutzt man Einrichtungen, denen die Trägheit des menschlichen Auges zugrunde liegt. Man kann sogar sagen, daß

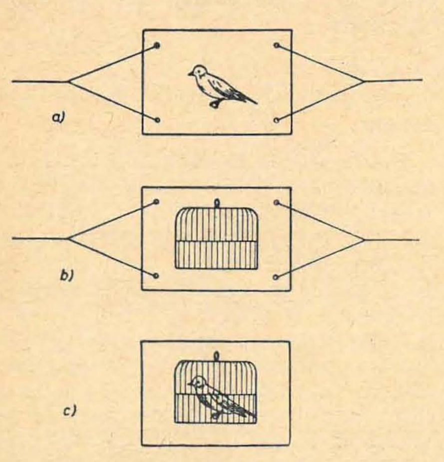
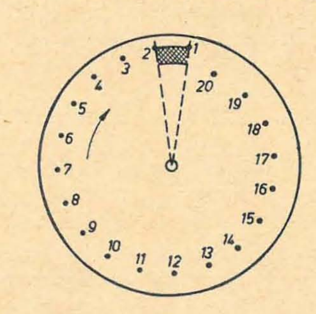


Bild 11: Beim Herumwirbeln des von beiden Seiten mit Zeichnungen (a und b) versehenen Pappstückes sieht das Auge nur noch eine Zeichnung (c)

es sich dabei im wahrsten Sinne des Wortes um eine optische Täuschung handelt. Ein einfach durchzuführender Versuch soll das erläutern.

Man schneidet sich ein Stück weiße Pappe mit den Abmessungen 150 × 200 mm zurecht (Seitenverhältnis 3 : 4) und zeichnet auf die eine Seite einen Vogel und auf die andere einen Vogelkäfig, wie es Bild 11 zeigt. An den Schmalseiten der Papptafel befestigt man in je zwei Löchern vier Schnüre, die an den freien Enden zusammengedreht werden. Zieht man dann die Schnüre straff, so wirbelt die Papptafel schnell um ihre Längsachse, und man hat den Eindruck, als ob der Vogel im Käfig sitzt. Das Ganze ist natürlich eine optische Täuschung. Das Auge ist beim schnellen Herumwirbeln der Pappe nicht mehr in der Lage, die einzelnen Zeichnungen auf der Vorder- und Rückseite zu unterscheiden. Es sieht beide gemeinsam, und so entsteht der Eindruck eines einzigen Bildes.

Die einfachste Form des Fernsehens ist die Bildüber ragung mit der bereits früher



erwähnten Nipkowscheibe. Diese ist eine kreisrunde Scheibe aus dünnem Blech, in die in spiralförmiger Anordnung eine Anzahl Löcher gebohrt ist, wie es Bild 12 veranschaulicht. Jedes Loch ist gegenüber dem vorhergehenden Loch radial genau um eine Lochbreite versetzt. Wird nun das zu übertragende Bild mit einer Optik auf der Nipkowscheibe abgebildet (Bild 13), so wird das Bild beim Drehen der Scheibe durch die einzelnen Löcher zeilenförmig abgetastet. Der durch die Löcher der Scheibe hindurchtretende Lichtstrahl entspricht in seiner Helligkeit jeweils der des gerade abgetasteten Bildpunktes und wird hinter der Scheibe durch eine Linse auf eine Fotozelle gerichtet, die die Helligkeitswerte in Stromwerte umsetzt.

Bereits beim Übertragen eines Bildes von nur 180 Zeilen ist eine Scheibe mit 180 Löchern erforderlich. Um diese große Anzahl von Löchern, die einen Durchmesser von nur 0,08 mm haben und radial um ebenfalls 0,08 mm versetzt sind, mit der erforderlichen Genauigkeit bohren zu können, ist ein relativ großer Scheibendurchmesser notwendig. Um die Herstellungsschwierigkeiten zu verringern, die bei einer weiteren Vergrößerung der Bildpunktzahl noch erheblich zunehmen würden, verwendet man statt einer Lochspirale eine Mehrfachlochspirale (Bild 14). Um zu erreichen, daß beim Abtasten immer nur eine Spirale wirksam ist, müssen während dieser Zeit die anderen Spiralen abgedeckt sein, was durch eine besondere Blendenscheibe erfolgt. Die Umdrehungsgeschwindigkeiten der Loch- und der Blendenscheibe, die zudem noch verschiedene Drehachsen haben, sind so bemessen, daß die Lochscheibe zum Beispiel 3000, die Blendenscheibe dagegen nur 500 Umdrehungen je Minute ausführt. Durch dieses Verfahren wird erreicht, daß die Nipkowscheibe, deren Durchmesser proportional mit der Zeilenzahl anwachsen würde, in normalen Grenzen gehalten werden kann.

Man versteht die Wirkungsweise der Nipkowscheibe am leichtesten, wenn man sich vorstellt, wie ein Diapositiv, bekanntlich ein durchsichtiges Lichtbild, übertragen wird. Man denke sich eine Metallscheibe, die sich vor dem gleichmäßig beleuchteten Diapositiv dreht. In

Bild 12: Nipkowscheibe ←

Bild 13: Mit Hilfe der Nipkowscheibe lassen sich die Bilder zerlegen →

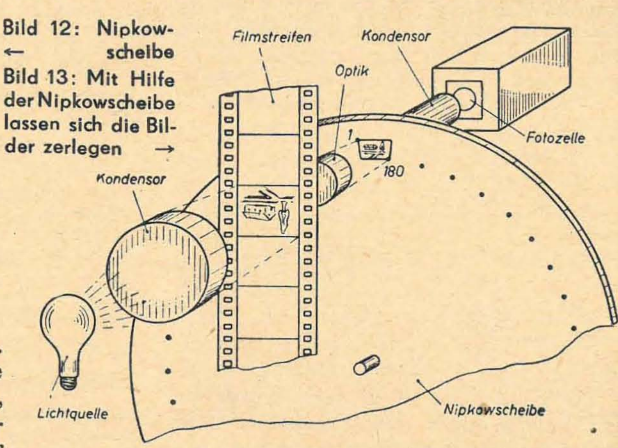
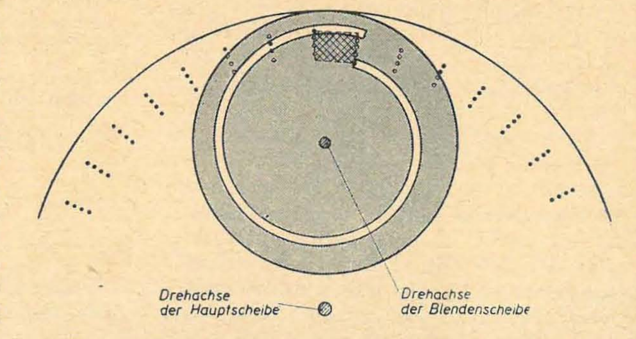


Bild 14: Mehrfachlochspirale mit Blendenscheibe

die dünne Blechscheibe sind in spiralförmiger Anordnung soviel Löcher (Blenden), wie Zeilen übertragen werden sollen, gebohrt. Die Linie der Blenden verläuft spiralförmig immer näher zum Mittelpunkt der Scheibe.

Wird fortgesetzt



Chronik der Nachrichtentechnik

Von Dipl.-Ing. HANS SCHULZE-MANITIUS

1838

Peter Samuel Munck erkennt, daß ein mit Metallfeilspänen ausgefülltes Glasrohr unter der Wirkung elektrischer Ladungen oder Ströme seinen Widerstand mehr oder weniger verringert, durch mechanische Erschütterung aber seinen ursprünglichen Widerstand wieder annimmt. Er fand damit also den später für die drahtlose Telegrafie so wichtig gewordenen Fritter.

1838

Professor Steinheil in München entdeckt, daß man zur Übertragung telegrafischer Zeichen den rückleitenden Draht durch die Erde ersetzen kann und daß man daher die Möglichkeit hat, sich dieser Drahtleitung zu entledigen. Er benutzte also die Erde als Rückleitung.

Da die erheblichen Kosten der doppelten Drahtleitung für die Aufnahme und Ausbreitung der Telegrafie ein großes Hindernis waren, versuchte Steinheil die Rückleitung bei Eisenbahntelegrafen von den vorhandenen Eisenbahnschienen übernehmen zu lassen und dadurch einen Draht zu sparen. Er stellte zu diesem Zwecke an der Eisenbahn zwischen Nürnberg und Fürth Versuche an, wobei er die Entdeckung machte, daß man zur Rückleitung gar nicht der Eisenbahnschienen bedürfe, sondern daß man auch die Erde selber als Rückleitung benutzen könne. Daraufhin führte man nach seiner Angabe allgemein auf der einen Station den positiven, auf der anderen den negativen Pol in die Erde, anstatt sie wie früher durch einen besonderen Draht miteinander zu verbinden. Da die Erde dem elektrischen Strom einen weit größeren Widerstand entgegensetzt als Metall, verband man die Drähte mit in den Boden versenkten Metallplatten.

18. 4. 1838

W. F. Cooke in England erhält das erste Patent auf einen tragbaren, von der Eisenbahn mitzuführenden elektrischen Telegrafenapparat.

10. 9. 1838

Der Physiker Aragon führt der Pariser Akademie der Wissenschaften den elektromagnetischen Schreibtelegrafen des amerikanischen Historienmalers Samuel F. B. Morse vor.

13. 10. 1838

Charles Edgar Fritt wird in Oreonta im Staate New York geboren. Er erwarb sich seinen Lebensunterhalt als Uhrmacher, veröffentlichte mehrere Bücher über Uhrmacherkunst und führte mit deren Erlös wissenschaftliche Versuche durch und stellte in seinem Laboratorium lichtempfindliche Selenzellen her. Er wollte die Selenzellen so lichtempfindlich machen, daß sie imstande wären, einen Menschen zu fotografieren, der an einem Ende einer Telefonleitung spricht, während die am anderen Ende sprechende Person den Gesprächspartner sehen könne, meldete 1880 ein Patent auf einen Apparat zur Tonaufzeichnung (Tonfilm) an, der jedoch erst 1916, also 36 Jahre nach Stellung des Patentantrages und 11 Jahre nach seinem Tode patentiert wurde. Er starb 1905.

Um 1839

Der deutsche Mechaniker Heinrich Daniel Rühmkorff richtet sich in Paris eine mechanische Werkstatt ein und erwirbt in den Kreisen der Pariser Physiker eine geachtete Stellung durch die Herstellung sorgfältig gearbeiteter physikalischer Apparate und Geräte. Besondere Verdienste erwarb er sich um die Entwicklung des Funkeninduktors, der hochgespannte Ströme und größere Funkenstrecken lieferte.

1839

Der russische Gelehrte Alexander Grigorjewitsch Stoletow wird geboren. Er erforschte die Magnetisierung des Eisens, schuf eine Methode zur Berechnung elektrischer Maschinen sowie das erste Fotoelement und gab 1888 eine Methode des Fernsehens an, der er die Erscheinung des „äußeren Fotoeffektes" zugrunde legte. Er starb 1896.

1839

In Indien wird von Kalkutta unter dem Ganges hinweg eine Telegrafenleitung bis zur Mündung dieses Flusses gelegt, also durch das Wasser hindurch. Wenn diese Telegrafenleitung auch eine nur kurze Stromstrecke besaß, so war sie doch eines der ersten Unterseekabel der Erde, obwohl sie auch lange Zeit kaum beachtet wurde.

1839

In Rußland wird die erste Telegrafenlinie mit Flügeltelegrafen (s. 1794) von Warschau nach Petersburg errichtet.

1839

Grove konstruiert das erste regenerationsfähige elektrische Element (Akkumulator).

1839

Georg Simon Ohm wird Direktor der technischen Lehranstalten Nürnbergs und korrespondierendes Mitglied der Königlich Preußischen Akademie der Wissenschaften zu Berlin.

1839

Becquerel sen. beobachtet fotoelektrische Erscheinungen.

4. 1. 1839

Der englische Physiker Davy erhält das britische Patent auf einen Zeigertelegrafen, bei dem der elektrische Strom den Anker eines Uhrwerkes auslöste und wieder arretierte. Seine Einrichtung war jedoch zu kompliziert.

Dieser Davysche Apparat hatte einen Stift, der bei jedem Anziehen des Ankers gegen ein sich stetig über eine Rolle bewegendes, chemisch präpariertes Papier drückte und auf diesem dadurch farbige Punkte hervorbrachte, weil die in dem Papier enthaltenen chemischen Stoffe durch den hindurchgeleiteten elektrischen Strom zersetzt wurden. Da das Papier in Felder eingeteilt war, konnte die Depesche aus der Anordnung der Zeichnung abgelesen werden.

31. 1. 1839

Der Physiker Pieter Otto Coenraad Vorsselmann de Heer führt der Physikalischen Gesellschaft zu Deventer seinen elektrophysikalischen Telegrafen vor.

1840

Der englische Physiker Wheatstone, der die glückliche Idee hatte, die Wirkung des elektrischen Stromes mit der Wirkung eines fallenden Gewichtes oder einer Federkraft zu vereinigen, erhält das Patent auf eine zweckmäßigere Konstruktion eines Zeigertelegrafen als Davy (s. 1839).

Wheatstone setzte mit dem Uhrwerk einen Zeiger in Verbindung, der auf dem Umfange einer mit Buchstaben und Zahlen versehenen Scheibe dahinglitt und so die gewünschte Mitteilung direkt buchstabierte, indem er auf den betreffenden Zeichen zum Halten gebracht wurde. Dieser in England vielseitig gebrauchte Apparat erhielt daher die Bezeichnung „Wheatstonescher Zeigertelegraf". Dieser alphabetische Zeigertelegraf wurde zum Ausgangspunkt einer ganzen Klasse von Telegrafenapparaten.

Während beim Nadeltelegrafen der elektrische Strom eine Magnetnadel beeinflußte, wurde hier ein Stück weiches Eisen durch den Strom zeitweilig zu einem Magneten gemacht. Durch abwechselndes Schließen und Öffnen der Kette, in welche die Spirale des Magneten eingeschaltet war, wurde ein vor dem Elektromagneten liegendes bewegliches Stück Eisen, der Anker, angezogen und wieder losgelassen, also eine doppelte Bewegung desselben bewirkt, die in verschiedener Weise zur Sichtbarmachung der Zeichen verwendet werden konnte. — Eine Vervollkommnung erfuhr der Zeigertelegraf insbesondere durch Breguet.

1840

Der vom deutschen Physiker Wilhelm Weber vorgeschlagene und auch von ihm und Gauß in Göttingen bereits zu wissenschaftlichen Zwecken benutzte elektromagnetische Telegraf wird zum ersten Male an der Blackwall-Eisenbahn in England praktisch angewendet.

1840

Wheatstone regt die Herstellung einer Unterwassertelegrafenverbindung zwischen Dover und Calais, also zwischen England und Frankreich an, doch fand dieser Vorschlag weder in England noch in Frankreich Anklang. Es fehlte noch an einer zweckentsprechenden Isolierung für Unterwasserkabel, die erst nach der Erfindung des Guttaperchas möglich wurde.

1840

Samuel Morse gibt das nach ihm benannte Strich-Punkt-System, das Morse-Alphabet an.

1840

Der Chemiker Robert Wilhelm Bunsen erfindet das nach ihm benannte galvanische Bunsen-Element.

1840

Die Erfindung Jacobis, Kupfer in metallischer Form durch galvanischen Strom aus einer Lösung von Kupfervitriol niederzuschlagen, veranlaßt Werner Siemens, sich mit der Galvanisierung zu beschäftigen. In der Zitadelle von Magdeburg, wo Siemens eine Festungshaft zu verbüßen hatte, richtete er ein Laboratorium ein, in dem er ein neues Verfahren galvanisch zu versilbern und zu vergolden entdeckte.

1840

Wheatstone führt den Elektromagneten in die Telegrafie ein.

26. 6. 1840

Samuel Morse erhält das amerikanische Patent auf seinen Taster als Telegrammgeber. Damit wurde das Telegrafieren erst praktisch brauchbar. Bis dahin mußte man, um Zeichen zu geben, einen Kontaktstift über lange und kurze Metallstreifen ziehen. Sein Taster bestand aus einem metallenen Hebel, der um eine horizontale Achse drehbar war. Am vorderen sowie am hinteren Arme befanden sich kleine metallene Kegel, von denen je einer auf eine darunter liegende metallene Platte gedrückt und mit dieser dadurch in leitende Verbindung gebracht wurde. Die eine Platte stand mit dem Leitungsdraht der Batterie in Verbindung, die andere Platte mit dem zugehörigen Schreibapparat (s. 1845), während in den Körper des Hebels der Leitungsdraht nach der entfernten Station mündete.

1841

Michael Faraday, der zu seinem Schrecken schon vorher ein allmähliches Nachlassen seiner Geisteskräfte feststellen mußte (vermutlich als Folge einer geistigen Überanstrengung in seiner Jugendzeit, s. 1805), leidet unter diesen Erscheinungen so sehr, daß er in seiner Forschungsarbeit mehrfach längere Pausen eintreten lassen muß, um sich wieder einigermaßen zu erholen. Sein Gedächtnis schwand derart, daß er lange Versuchsreihen in Angriff nahm, weil er sich nicht darauf besinnen konnte, daß er dieselben Versuche schon früher einmal durchgeführt hatte, bis er dann plötzlich in seinen alten Tagebüchern auf diesbezügliche Notizen und Bemerkungen stieß. Die letzten Lebensjahre Faradays wurden auf diese Weise sehr beschattet, obwohl es ihm immer wieder gelang, sich zwischendurch wieder aufzuraffen und neue Entdeckungen zu machen. Etwa von 1860 an ließ seine geistige Tätigkeit vollkommen nach.

1841

Wheatstone stellt in der Königlichen Polytechnischen Gesellschaft einen Typendrucktelegrafen aus.

1841

Im „Moniteur" wird festgestellt, daß ein mit dem optischen Telegrafen von Chappe gesandtes Telegramm von 43 Worten von Calais bis Paris zwei Tage brauchte.

16. 3. 1841

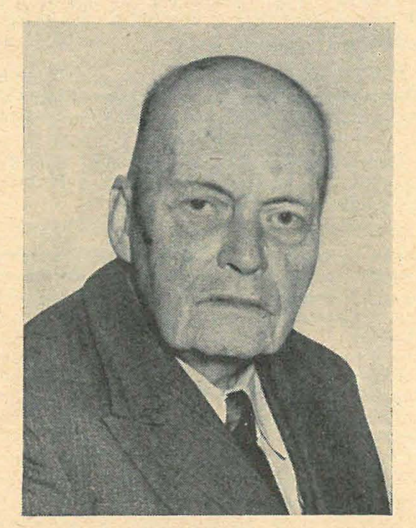
Der französische Physiker Félix Savart (geb. 1791), der um 1835 gemeinsam mit Biot magnetische und um 1830 grundlegende akustische Untersuchungen angestellt hatte, stirbt in Paris im 50. Lebensjahre.

18. 12. 1841

Georg Simon Ohm wird korrespondierendes Mitglied der Königlichen Turiner Akademie der Wissenschaften.

Nachrichten

● Der wohl älteste noch lebende Funkpionier, Dr. Eugen Nesper, begeht am 6. März 1954 sein goldenes Doktorjubiläum. Er wurde am 25. Juli 1879 in Meiningen geboren und hatte das Glück, bereits als Schüler an den klassischen



ersten drahtlosen Versuchen von Prof. Dr. A. Slaby zwischen Potsdam — Pfaueninsel — Sakrower Heilandskirche im Sommer 1897 teilnehmen zu dürfen, promovierte am 6. März 1904 an der Rostocker Universität, die auch Georg Klingenberg, Georg Seibt, Erich F. Huth und anderen die Doktorwürde verliehen hat, mit seiner Arbeit über „Strahlung von Spulen", in der neben sonstigen interessanten Ergebnissen wohl zuerst die jetzt so aktuell gewordenen Zentimeterwellen experimentell verwertet wurden. Der hierfür verwendete Sender war von Nesper selbst gebaut worden und hat dann später, mit gewissen Abänderungen Frau Glagolewa-Arkadiewa für ihre bekannten Massestrahlerversuche gedient, bei denen zuerst Millimeterwellen erzeugt und deren Wirkung erforscht wurde.

Nesper war nach kurzer Habilitation in der Industrie tätig, wo er jahrelang bei Telefunken, Lorenz, Birgfeldt u. a. in leitenden Stellungen die Funktechnik maßgeblich beeinflussen konnte. Seine intensiven Bemühungen um die drahtlose Telefonie (seit 1906) führten ihn zwangsläufig zum Rundfunk, für dessen Verwirklichung er sich seit Ende 1918 tatkräftig einsetzte.

Nesper hat mehr als 35 Bücher, welche die Funktechnik betreffen, geschrieben sowie Hunderte von Vorträgen, davon die meisten über europäische Sender, gehalten. Er hat mehrere tausend belehrende und informatorische Zeitschriftenartikel veröffentlicht sowie Rundfunkzeitschriften redigiert, wie er sich ferner neben der Konstruktion um die Entwicklung der Hoch- und Niederfrequenztechnik, neuartiger Geräte usw. zielbewußt bemüht hat.

Bereits in der erwähnten Doktordissertation gelangte Nesper schon 1904 zu dem Schluß, daß die Ausstrahlung von horizontal polarisierten Wellen der von vertikal polarisierten beträchtlich überlegen ist, von dem heute, nach 50 Jahren, die UKW- und Fernsehtechnik weitgehenden Gebrauch macht.

Die im R. Oldenbourg Verlag, München, erscheinende Autobiographie „Ein Leben für den Funk" vermittelt dem Leser einen Einblick in das verdienstvolle, unermüdliche Schaffen von Dr. Eugen Nesper.

● Eine Apparatur, mit der die Strahlung radioaktiver Isotopen im Zellengewebe erstmalig gemessen werden konnte, ist von einer medizinischen Forschungsabteilung der Columbia-Universität in New York entwickelt worden. Bis dahin kannte man keine Methode, die Ausstrahlung eines sehr kleinen, mit radioaktiver Substanz durchsetzten Gewebeabschnittes zu messen.

● Eine neue 25000-Watt-Senderöhre, die die Reichweite schwacher Fernsehstationen um 25 bis 50 Prozent vergrößern soll, wurde jetzt von der „General Electric" in Produktion gegeben. Die Röhre ist 35,6 cm hoch, wiegt 6,8 kg und kann die Reichweiten für den Fernsehempfang in der Kategorie I (bester Empfang) von 30 auf 55 km und in dem Bereich II (schwächerer Empfang) von 55 auf 80 km erhöhen.

● Ein neuer sechsphasiger Elektrokardiograf, der von den tschechischen Konstrukteuren des „NU Chirana" in Prag entwickelt wurde, soll genauere Aufzeichnungen über Herzerkrankungen vornehmen, als dies mit bisher aus dem Ausland eingeführten Geräten möglich war.

● Den ersten belgischen Ultrakurzwellensender hat das „Institut Belge de Radiodiffusion" in Brüssel erhalten, der abwechselnd das französische und flämische Programm der INR überträgt.

● Die bei Drahtmagnetofonen häufig auftretenden Verwicklungen der Tondrahtspulen werden durch eine Abschaltvorrichtung, die eine Kärntner Firma zum Patent angemeldet hat, verhindert. Das Laufwerk des Magnetofons wird durch die Einrichtung abgeschaltet, sobald der Tondraht reißt. Bei Drahtriß mußte bisher fast immer mit völligem Verlust der teuren Tondrahtspule gerechnet werden, so daß man in der letzten Zeit dem Bandmagnetofon den Vorzug gab, obwohl Drahtmagnetofone neben der guten Wiedergabequalität zusätzlich das Abspielen von Schallplatten ermöglichen. Alle jetzt verwendeten Drahtmagnetofone können nachträglich kurzfristig mit der neuen Einrichtung ausgerüstet werden.

Berichtigung

Heft 12 (1953)

Seite 368: Im Schaltbild des Katodenstrahloszillografen muß der Minuspol des Elkos C 45 an Masse liegen.

Seite 384: Unter 1833 muß es nicht „. . ., bezeichnete man später die Einheit der magnetischen Feldstärke mit Gauß.", sondern richtig „die Einheit der magnetischen Flußdichte mit Gauß." heißen.

Heft 1 (1954)

Seite 13: Im Beitrag „Versilbern von freitragend gewickelten UKW-Spulen" muß es im vorletzten Absatz heißen „. . ., der sich mit Silber zu schwarzem Silbersulfid verbindet.".

Heft 2 (1954)

Seite 59, mittlere Spalte: Es muß richtig heißen: $625^2 \cdot \frac{4}{3} \approx 520\,000$ Bildpunkte zu übertragen.

Seite 60, letzter Absatz: In dem Satz „Da mit unseren Röhrenfrequenzteilern nur ganzzeilige Frequenzteilungen möglich sind, . . ." muß „ganzzeilige" in „ganzzahlige" abgeändert werden.

Empfindlichkeitsmeßsender
9-15, 15-30, 30-100 cm

Kapazitiver Spannungsteiler
λ = 8 ... 100 cm

Überlagerungsempfänger
10 kHz ... 1 MHz

Kathodenstrahl-Oszillograph
Schreibgeschwindigkeit 50000 km/s

Nebensprechmeßplatz
10 kHz ... 1 MHz

Eichleitungen
f = o ... 1 MHz, symm. u. unsymm.

Oktavbandpaß
f = 35 Hz ... 19,2 kHz unsymm.

Meßleitung
λ = 2,5 ... 4 cm

HF-Sender
f = 50 kHz ... 20 MHz

MESSGERÄTE
FÜR FORSCHUNG
UND ENTWICKLUNG

HF

VEB WERK FÜR FERNMELDEWESEN »HF«
Berlin-Oberschöneweide, Ostendstraße 1-5

P. W. Krepisch

Die planmäßige operative Kontrolle der Produktion

am Beispiel einer Maschinenfabrik

Übersetzung aus dem Russischen

171 Seiten · 57 graphische Darstellungen in Fünf-Farben-Offsetdruck · Hlw 6,50 DM

Das Werk macht den Leser mit den verschiedenen Methoden der neuzeitlichen graphischen Produktionskontrolle vertraut. Der Verfasser zeigt zunächst an einfachen Beispielen, wie die Kontrolle der Planerfüllung durchzuführen ist und beschreibt dann die in den einzelnen Stufen des Produktionsprozesses, einschließlich der Montage, anzuwendenden graphischen Kontrollmethoden.

Bestellungen bei jeder Buchhandlung oder beim Verlag Berlin W 8, Französische Straße 53–55



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN

